circuiti a semiconduttori per applicazioni industriali



EP

EDIZIONI PUBLISTAMPA

circuiti a semiconduttori per applicazioni industriali

dal
Laboratorio Applicazioni
della SGS

EDIZIONI PUBLISTAMPA
MILANO

Seconda Edizione - Maggio 1969

Società Generale Semiconduttori S.p.A. SGS

Direzione Internazionale

Via C. Olivetti, 1 - 20041 Agrate Brianza - Milano - Telef.: 65441/3 - Telex: 31436 MI - Telegr.: Essegiesse MI

Italia

Società Generale Semiconduttori
S.p.A. SGS
Via C. Olivetti, 1
20041 Agrate Brianza
Tel.: 65341/4
Telex: 31436 SGS MI
Telegr.: Planar Milano
C.P.: 3651

Francia

SGS - France S.A.
45, rue Eugène Oudiné
Paris 13e
Tel.: 3363630
Telex: Planar Paris
Telegr.: Micrologic Paris

Germania

SGS - Deutschland GmbH
809 Wasserburg/Inn
Post Box 1269
Tel.: (08071) 2086
Telex: 05-25743
Telegr.: SGS pl-d

Inghilterra

SGS (United Kingdom) Ltd.
Planar House
Walton Street
Aylesbury Bucks
Tel.: Aylesbury 5977
Telex: Planar Aylesbury 83245
Telegr.: Planar Aylesbury

Svezia

SGS Semiconductor AB
Postbox
19501 Märsta
Tel.: Sigtuna 0760-40120
Telex: Micrologie STH 10932

ORGANIZZAZIONE VENDITE ITALIA

Uffici Vendite

00199 **Roma**
Piazza Gondar, 11
Tel. 8392848

10134 **Torino**
Via La Loggia, 51/7
Tel.: 634572

Rappresentanti/Distributori

I distributori autorizzati SGS sono particolarmente organizzati sia per offrirVi un servizio relativo ai prodotti immediatamente disponibili, sia per accettare regolari ordini.
Discutete le Vostre necessità con noi o col Vostro locale distributore per arrivare ad un accordo che Vi dia il meglio delle alternative disponibili.

40129 **Bologna**
Adriano Zaniboni
Via Torquato Tasso, 13/4
Tel.: 368913

50127 **Firenze**
Rag. Pietrino Sebastiani - Scoder
Via Odorico da Pordenone 11/13
Tel.: 34192

16129 **Genova**
Dott. Ing. Giuseppe Fellegara
Via Privata S. Zita, 1
Tel.: 564330 - 55967 - 587582

16122 **Genova**
Pasini & Rossi
Via SS. Giacomo e Filippo, 31
Tel.: 893465 - 870410

20129 **Milano**
Marcucci Mario & C.
Via Fratelli Bronzetti, 37
Tel.: 718758 - 718896

37100 **Verona**
O.R.E.L.
Via Cascina Ospital Vecchio, 6/B
Tel.: 31821

64019 **Tortoreto Lido** (Teramo)
Electronic Fitting
Via Trieste, 6
Tel.: 78134

80142 **Napoli**
Pasini & Rossi
Piazza Garibaldi, 80
Tel.: 226582

35100 **Padova**
Ing. Giulio Ballarin
Via Iapelli, 9
Tel.: 54500

00199 **Roma**
Ditta E.M.E.
Via Tigré, 77
Tel.: 8380276 - 8319477

10125 **Torino**
Società Carter
Via Saluzzo, 11 bis
Tel.: 651148

INDICE

1. INTRODUZIONE

Questo manuale raccoglie una selezione di circuiti fondamentali progettati nei Laboratori Applicazioni della SGS.

Tutti i circuiti impiegano semiconduttori planari al silicio della classe industriale facilmente reperibili sul mercato a prezzi confrontabili con quelli dei dispositivi al germanio.

Poiché l'elettronica si sta diffondendo in campi d'impiego tipicamente industriali e ancora nuovi per l'elettronica stessa, questo manuale è stato scritto per fornire i dettagli dei tipi di circuiti di particolare interesse per questi nuovi generi di applicazioni.

Ci si è proposti lo scopo di fare circuiti il più possibile facili da usare e nello stesso tempo di interesse generale.

Tranne poche eccezioni, tutti i circuiti sono progettati per funzionare con tensioni di 6 o 9 V. Questi gruppi di circuiti che si prevede vengano usati nello stesso apparecchio impiegano la stessa tensione.

Vengono indicati i componenti adatti per tutti i circuiti. Tutti i componenti impiegati nei progetti possono essere reperiti presso i maggiori rivenditori di materiale elettronico o comunque presso tutti i distributori SGS, di cui compare l'elenco nella pagina a fronte.

Laddove si richiedono componenti speciali, per esempio resistori ad alta stabilità, vengono consigliati tipi adatti. Con ciò non vogliamo dire che i tipi non menzionati siano in qualche modo inadatti o di prestazioni inferiori, ma semplicemente che il componente suggerito ha funzionato nel circuito, durante le nostre prove di laboratorio, in modo soddisfacente.

2. CIRCUITI DI COMANDO DI RELE' E LAMPADINE

2.1 INTRODUZIONE

In numerose apparecchiature elettroniche industriali e strumenti elettronici si richiede uno stadio di uscita capace di comandare lampadine a filamento, tubi indicatori a catodo freddo o relè. Per tutti questi impieghi si può usare un transistore come interruttore.

Il più semplice circuito di questo tipo (fig. 2.1.1.) è un transistore che comanda una lampadina a filamento, che viene impiegata per illuminare un indicatore alfa numerico del tipo per proiezione o per illuminazione dal bordo.

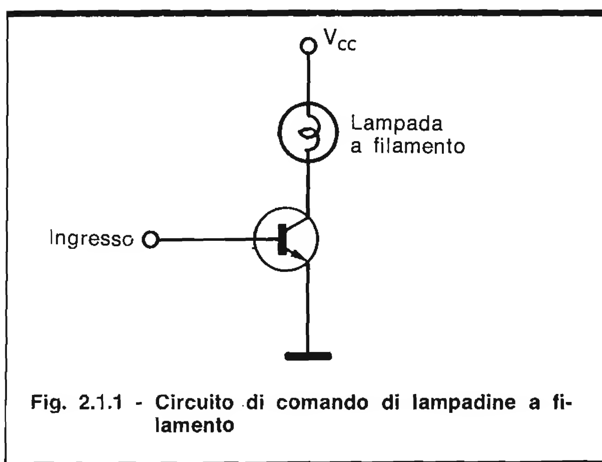


Fig. 2.1.1 - Circuito di comando di lampadine a filamento

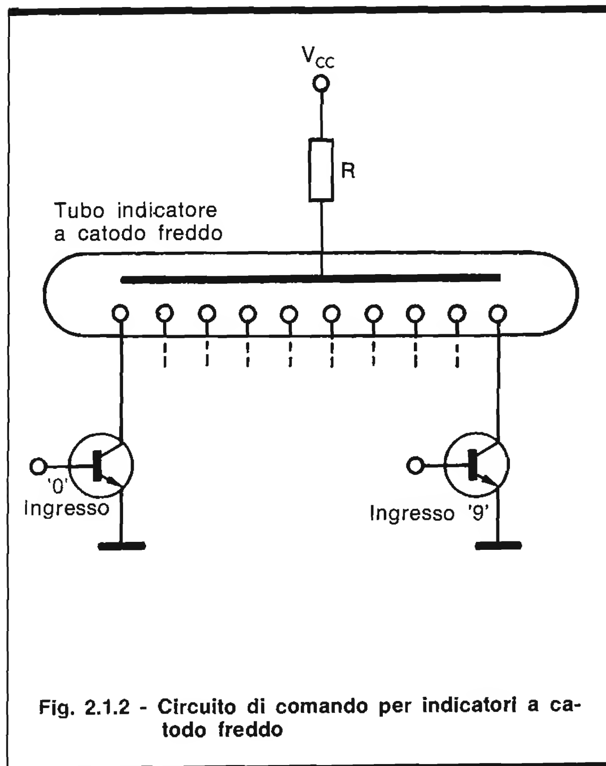


Fig. 2.1.2 - Circuito di comando per indicatori a catodo freddo

Per tutti gli scopi pratici la lampada può essere considerata come carico resistivo, ma va notato che c'è una grande differenza fra la resistenza del filamento quando è caldo e quando è freddo. All'accensione si richiede al transistore di condurre una corrente più alta di quella richiesta quando il filamento ha raggiunto la sua temperatura di regime. Il transistore usato come interruttore deve essere in grado di condurre l'elevata corrente per l'accensione.

Il tubo indicatore a catodo freddo, invece, opera a correnti basse, tipicamente da 1,5 a 3 mA, e ad alta tensione. La caduta di tensione tra l'anodo e il catodo che conduce è tipicamente 150 V. Il circuito impiegato normalmente per questo tipo di indicatore (fig. 2.1.2.) ha un transistore in serie con ciascun catodo. I transistori impiegati devono sopportare una corrente di collettore di 1 ÷ 4 mA, in funzione del tipo di tubo usato, quando sono in conduzione, e devono avere una corrente di fuga sufficientemente bassa in modo che non appaia nessuna luminescenza ai catodi dei numeri non selezionati. Quando non erano disponibili transistori ad alta tensione di basso prezzo, si usavano circuiti molto più complessi per impiegare transistori a tensione più bassa. Ora che i transistori ad alta tensione progettati soprattutto per pilotare i tubi indicatori sono disponibili, si può usare il semplice circuito base.

Il circuito per il pilotaggio di relè (fig. 2.1.3) deve tenere in conto il fatto che una bobina di relè è resistiva e induttiva. La corrente di regime nella bobina è determinata dalla tensione di alimentazione e dalla resistenza dell'avvolgimento. Quando il transistore di pilotaggio è interdetto, la componente induttiva dell'impedenza dell'avvolgimento produrrà un innalzamento della tensione di collettore del transistore molto al di sopra della tensione di alimentazione, se non viene inserito il diodo come illustrato. Quando il transistore conduce, il diodo è in inversa e non influisce sul comportamento del circuito. Quando

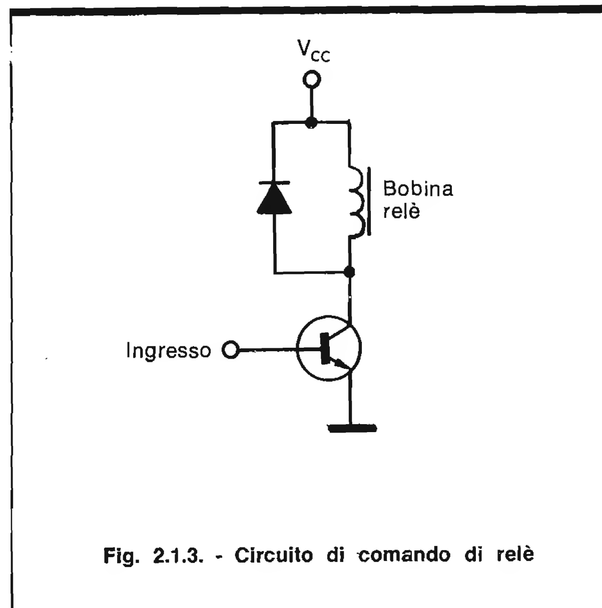


Fig. 2.1.3. - Circuito di comando di relè

il transistore è interdetto, la sua tensione di alimentazione cresce rapidamente fino a raggiungere un valore un po' più alto della tensione di alimentazione, fino a quando il diodo va in conduzione e impedisce a questa tensione di salire ulteriormente. Le forme d'onda (fig. 2.1.4) mostrano l'andamento della corrente e della tensione in questo tipo di circuito: il crescere della tensione di collettore a un livello appena superiore alla tensione di alimentazione e il permanere a tale valore durante la dissipazione di energia accumulata dall'induttanza della bobina. Il transistore usato in un circuito di comando di relè deve avere perciò una tensione di impiego minima lievemente superiore alla massima tensione di alimentazione e portare una corrente pari a quella assorbita dal relè. Similmente il diodo deve essere capace di sopportare una tensione inversa uguale a quella di alimentazione e una corrente diretta pari a quella del relè per un breve periodo.

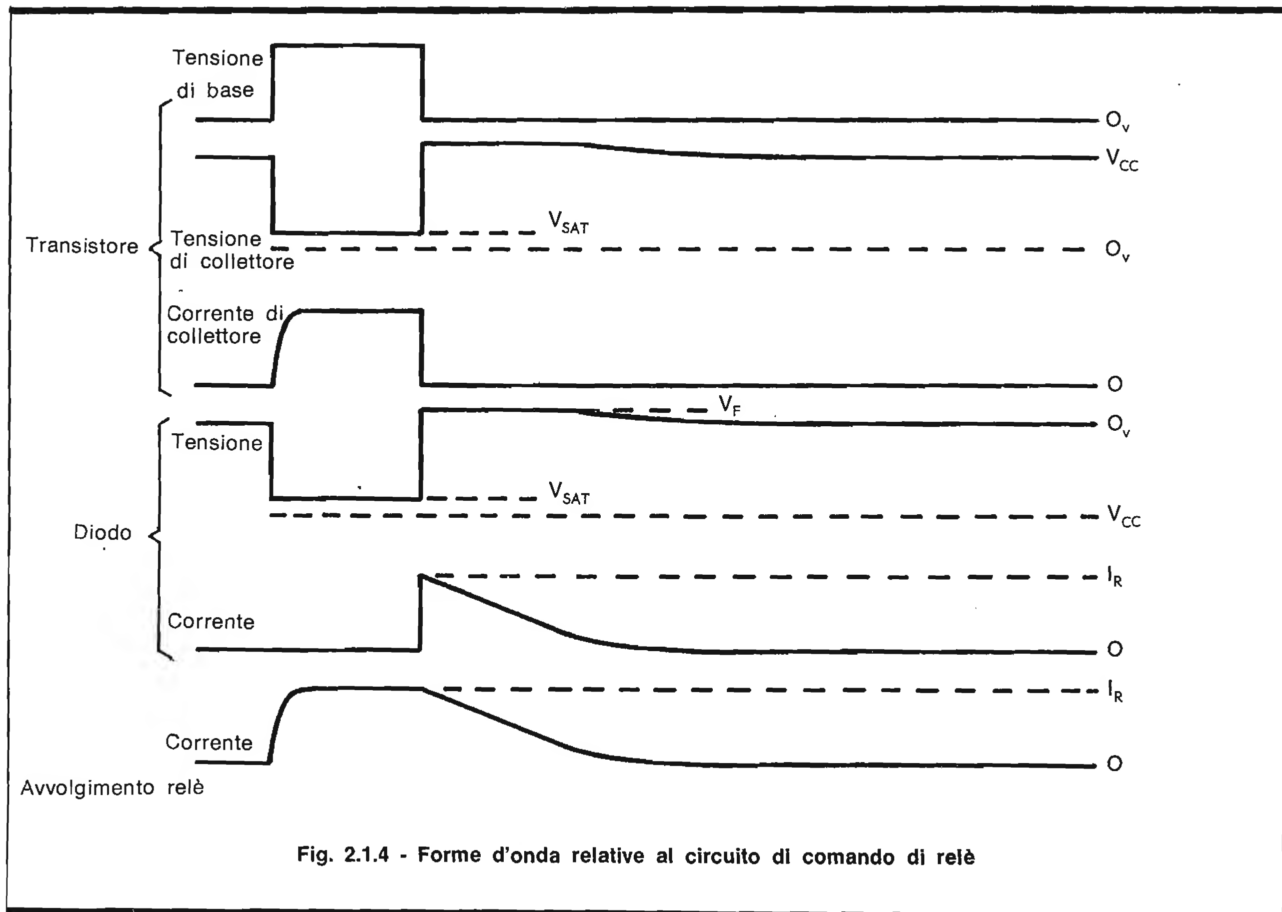


Fig. 2.1.4 - Forme d'onda relative al circuito di comando di relè

2.2 CIRCUITI DI COMANDO DI LAMPADINE

Il semplice circuito di comando di lampadine (fig. 2.2.1) può essere usato per un'ampia gamma di lampadine ad incandescenza. La tabella 2.2.1 indica i transistori adeguati e le resistenze adatte per lampadine correnti.

NOTE

1. Resistenze adatte sono da 1/2 W 10% di tolleranza.

2. Con i componenti indicati la lampadina sarà spenta quando la tensione d'ingresso è minore di 0,5 V e sarà accesa quando la tensione d'ingresso è maggiore di 3 V.

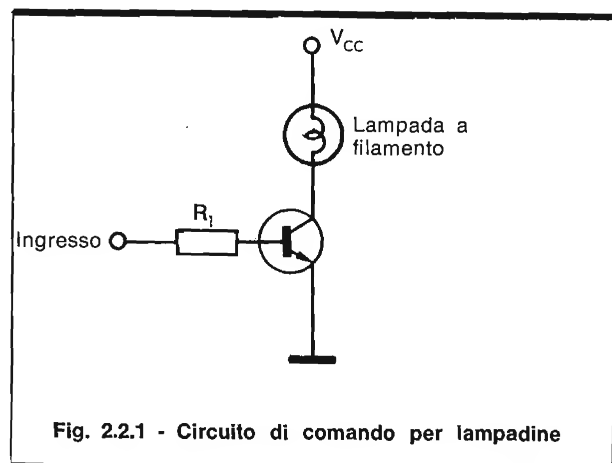


Fig. 2.2.1 - Circuito di comando per lampadine

Caratteristiche della lampada						
Tipo	Volt	Watt	Corrente (mA)	Tensione di alimentazione suggerita (V_{CC})	Resistenza R_1 (Ω)	Transistore
995-1101	3,5	0,105	30	3,5 ± 10%	680 ± 10%	P346A
995-1126	6	0,6	100	6 ± 10%	390 ± 10%	C400
995-1219	12	2,2	180	12 ± 10%	220 ± 10%	C426
995-1230	24	2,8	120	24 ± 10%	390 ± 10%	C426
995-1286	28	2,5	90	28 ± 10%	390 ± 10%	C426

Tabella 2.2.1

2.3 CIRCUITI A PORTA PER COMANDO DI LAMPADINE

Viene spesso richiesto di accendere una lampadina solo se una o più condizioni sono verificate. Per esempio può essere richiesto di accendere una lampadina per indicare una certa condizione circuitale entro un certo numero di stati prefissati.

Per questo tipo di applicazione si può usare un circuito di comando preceduto da una porta (fig. 2.3.1). Quando uno qualsiasi degli ingressi è a tensione minore di 0,5 V, l'anodo comune dei diodi d'ingresso (punto X) sarà a tensione inferiore a 1,2 V. Tale tensione è insufficiente a permettere il passaggio di corrente attraverso diodi in serie (D_4 e D_5) e la giunzione base-emettitore del transistore. In questa condizione, perciò, il transistore è interdetto e la lampadina è spenta.

Solo quando tutti i diodi d'ingresso sono a una tensione superiore a 1,8 V ci sarà passaggio di corrente nella base, portando il transistore in conduzione e accendendo la lampadina.

E' importante notare che quando un terminale d'ingresso è a bassa tensione c'è un passaggio di corrente attraverso questo terminale. La sorgente della bassa tensione deve perciò essere capace di assorbire questa corrente. Il valore di questa corrente e i componenti circuitali adatti per le lampadine comunemente usate sono dati nella tabella 2.3.1.

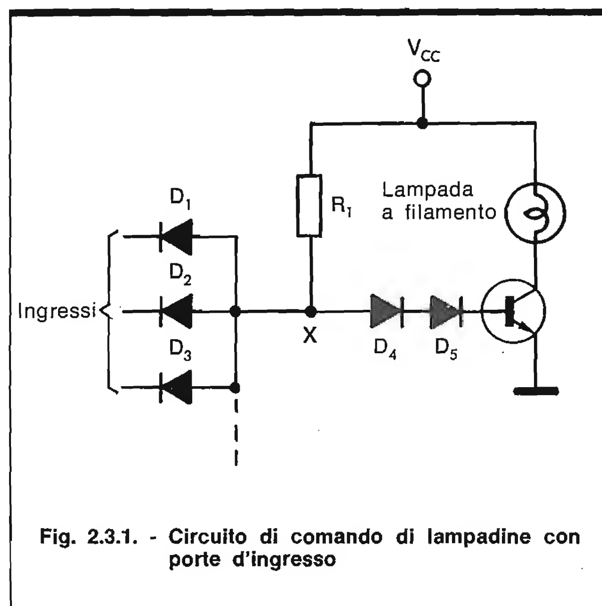


Fig. 2.3.1. - Circuito di comando di lampadine con porte d'ingresso

Caratteristiche della lampada								
Tipo	Volt	Watt	Corrente (mA)	Tensione di alimentazione suggerita (V_{CC})	Transistore	Diodi	Resistenza R_1 (Ω)	Corrente di ingresso (mA)
995-1101	3,5	0,105	30	3,5 ± 10%	P346A	EC402	220 ± 10%	12
995-1126	6	0,6	100	6 ± 10%	C400	EC402	600 ± 10%	8
995-1219	12	2,2	180	12 ± 10%	C426	EC402	470 ± 10%	22
995-1230	24	2,8	120	24 ± 10%	C426	EC402	1600 ± 10%	14
995-1286	28	2,5	90	28 ± 10%	C426	EC402	2500 ± 10%	11

Tabella 2.3.1

NOTE

1. Resistenze da 1/2 W al 10% di tolleranza.

2. Si può impiegare qualsiasi numero di diodi fino ad un massimo di dieci.

2.4 CIRCUITO A SOGLIA PER COMANDO DI LAMPADINE

In qualche caso si richiede un punto di scatto più preciso di quello ottenuto con il circuito a un transistore solo descritto prima. Questo si può avere anteponendo al circuito di comando della lampadina (fig. 2.2.1) un amplificatore differenziale (fig. 2.4.1). La tensione di riferimento si ottiene dalle due resistenze R_2 ed R_3 e dalla tensione

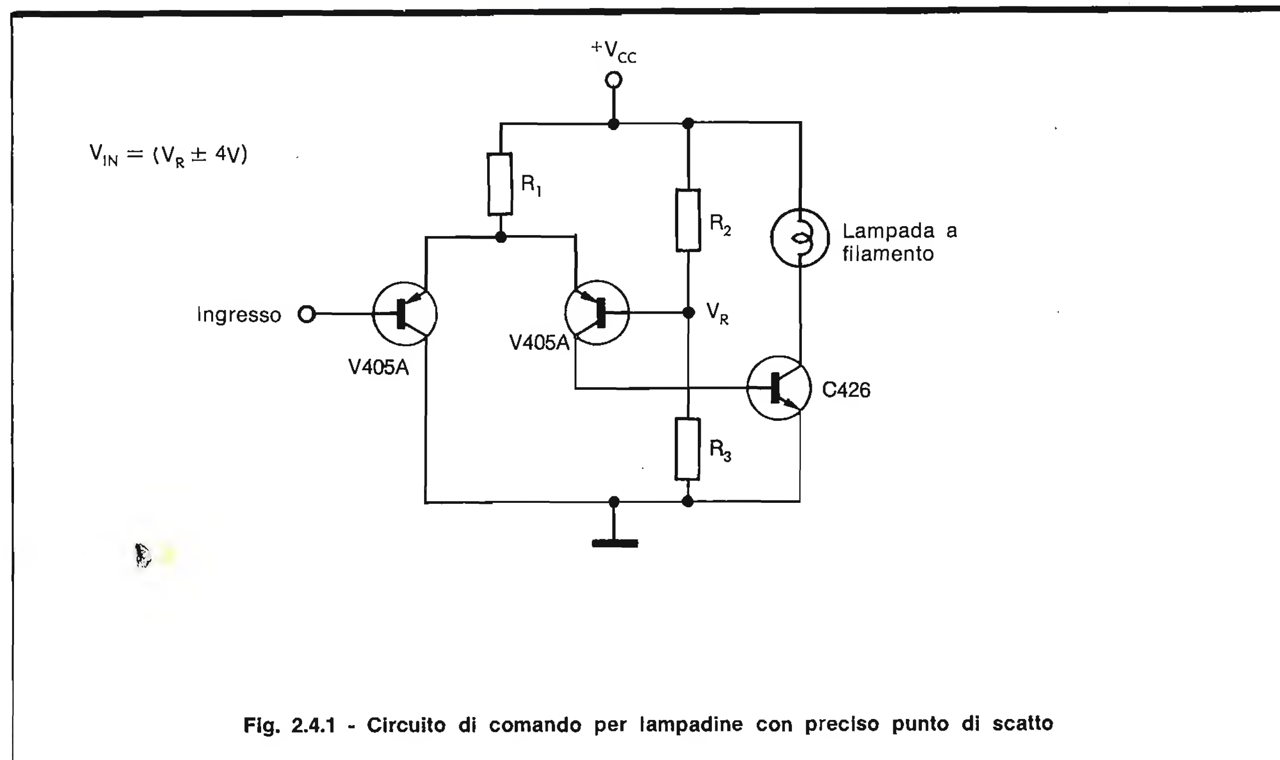


Fig. 2.4.1 - Circuito di comando per lampadine con preciso punto di scatto

di alimentazione V_{CC} secondo la formula

$$V_R = V_{CC} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Quando la tensione d'ingresso è minore di quella di riferimento il transistore Q_1 condurrà, il transistore Q_2 sarà interdetto, non ci sarà passaggio di corrente nella base del transistore Q_3 che perciò sarà interdetto, e la lampadina non si accenderà. Quando la tensione d'ingresso è maggiore di quella di riferimento il transistore Q_1 sarà interdetto, il transistore Q_2 condurrà e fornirà corrente alla base Q_3, mandandolo in conduzione e accendendo la lampadina.

Con questo circuito la tensione d'ingresso a cui la lampadina passa dallo stato acceso a quello spento, e viceversa, è molto bene precisata, tipicamente entro una tolleranza inferiore a 0,1 V rispetto al riferimento. Il riferimento può essere fissato con qualsiasi grado di precisione, secondo la stabilità della tensione di alimentazione, la tolleranza e la stabilità delle resistenze R_2 ed R_3.

V_{IN}	Caratteristiche della lampada				Tensione di alimentazione suggerita (V_{CC})	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	V_R (V)
	Tipo	Volt	Watt	Corrente (mA					
	995-1126	6	0,6	100	6 ± 10%	220	560	560	3
V_R ± 4 V	995-1219	12	2,2	180	12 ± 10%	270	680	470	5
	995-1219	12	2,2	180	12 ± 10%	270	560	560	6

Tabella 2.4.1

Il circuito illustrato (fig. 2.4.1) può essere impiegato con tensioni di riferimento tra 3 e 12 V. La tabella 2.4.1 dà qualche esempio di componenti adatti a questo circuito.

NOTE

1. La tolleranza e la stabilità delle resistenze R_2 ed R_3 deve essere scelta per dare la precisione richiesta della tensione di riferimento. In molti casi le resistenze al 5% di tolleranza, sono sufficienti.
2. La resistenza R_1 è da 1/4 W al 10% di tolleranza.
3. V_R è la tensione di riferimento ottenuta dalle resistenze R_2 ed R_3 secondo la formula

$$V_R = V_{CC} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

2.5 CIRCUITI DI COMANDO PER INDICATORI A CATODO FREDDO

Il circuito di comando per l'indicatore a catodo freddo (fig. 2.5.1) può essere impiegato con la maggior parte

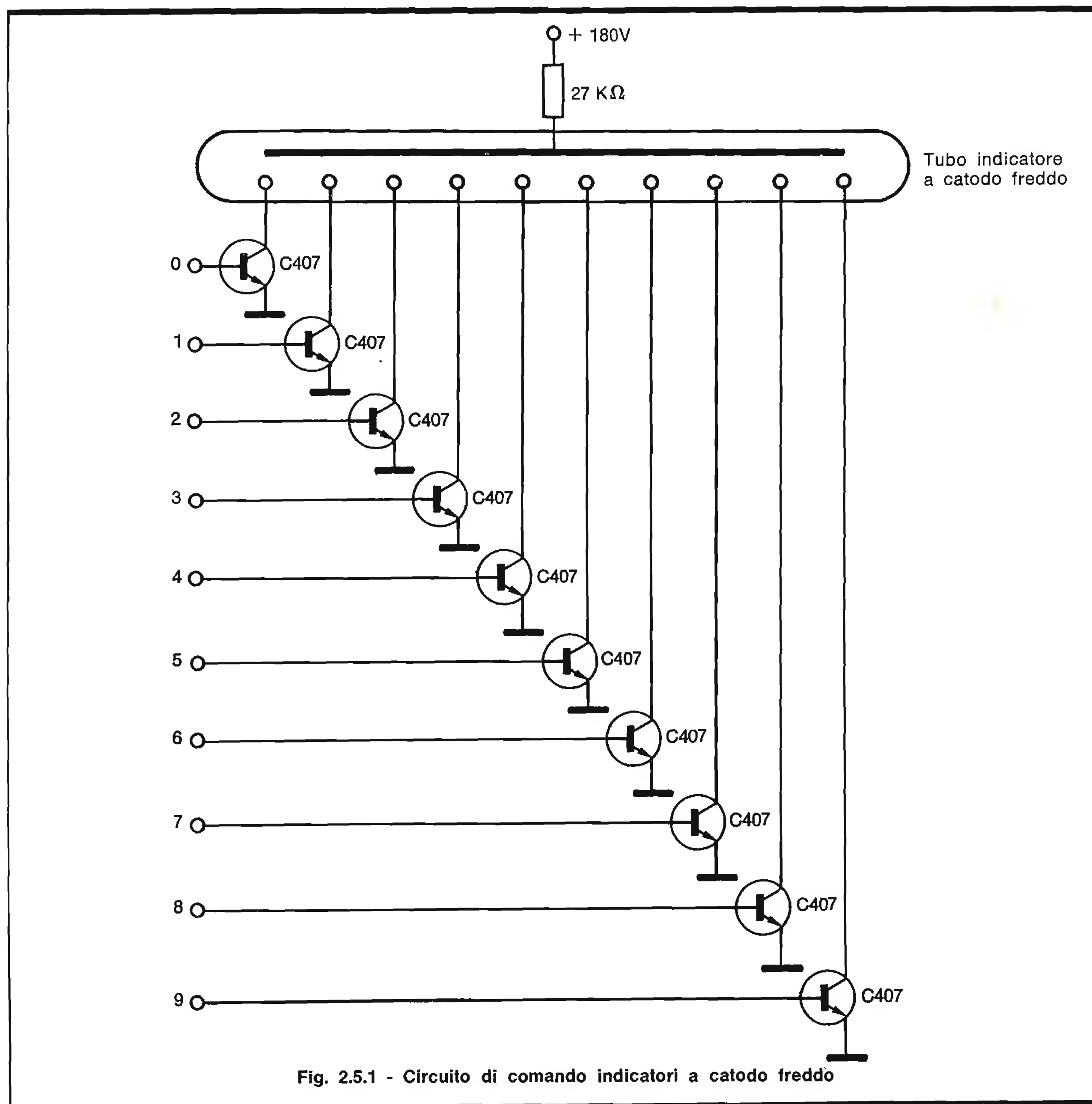


Fig. 2.5.1 - Circuito di comando indicatori a catodo freddo

degli indicatori di questo tipo che operano con correnti di catodo tra 1 e 4 mA. Il transistore ad alta tensione C407 è connesso in serie con ciascun catodo dell'indicatore. Per indicare una cifra il transistore corrispondente è in conduzione. I fogli tecnici del transistore garantiscono che il transistore sarà in conduzione con una corrente di base di 0,1 mA. Per essere interdetto la tensione d'ingresso deve essere minore di 0,5 V. La tensione di alimentazione di 120 V e la corrente di fuga ridottissima del C407 assicurano che non ci sarà luminescenza attorno ai catodi non selezionati del tubo, fornendo perciò un'indicazione molto netta del carattere illuminato. Tali caratteristiche inoltre permettono d'impiegare il circuito di comando base indicato senza la complicazione di connettere i catodi non selezionati ad una tensione positiva di alimentazione.

NOTE

1. La resistenza è da 1/4 W al 10% di tolleranza.
2. La tensione di alimentazione non è critica, e il 10% di tolleranza è più che sufficiente.

2.6 CIRCUITI DI COMANDO DI RELE'

Il circuito di comando di relè (fig. 2.6.1) può essere impiegato con una vasta gamma di relè del mercato, qualcuno dei quali è riportato con i relativi valori circuitali nella tabella 2.6.1.

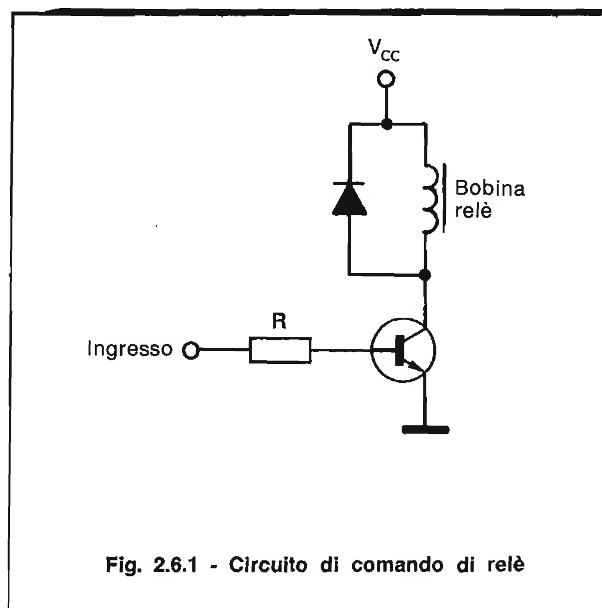


Fig. 2.6.1 - Circuito di comando di relè

Tipo di relè: Tensione bobina (V)	Tipo di relè: Resistenza bobina (Ω)	Transistore	Diodo	Resistenza (Ω)	Tensione di alimentazione (V_{CC})
6	> 30	C426	EC402	100 ± 10%	6 ± 10%
12	> 100	C426	EC402	220 ± 10%	12 ± 10%
24	> 450	C400	EC402	680 ± 10%	24 ± 10%
28	> 1000	C400	EC402	1000 ± 10%	28 ± 10%
33	> 1000	C425	EC402	1200 ± 10%	33 ± 10%
36	> 1000	C425	EC402	1200 ± 10%	36 ± 10%
48	> 2000	C425	EC402	1200 ± 10%	48 ± 10%

Tabella 2.6.1

NOTE

1. Resistenze da 1/2 W al 10% di tolleranza.
2. Con questi valori di circuito il relè sarà diseccitato quando la tensione d'ingresso è minore di 0,5 V, sarà eccitato quando la tensione d'ingresso è maggiore di 3 V.

2.7 CIRCUITI DI COMANDO DI RELE' CON PORTE

Si richiede spesso di eccitare un relè solo quando sono verificate diverse condizioni. Per questo tipo di applicazione il circuito di comando di relè preceduto da una porta (fig. 2.7.1) può essere impiegato. Quando tutti gli ingressi sono maggiori di 2,4 V i diodi D_1, D_2 e D_3 saranno interdetti e perciò la corrente attraverserà la resistenza R, i diodi D_4 e D_5, giungendo nella base del transistore, facendolo condurre e quindi eccitando il relè.

Quando una qualsiasi delle entrate cade ad un livello minore di 0,5 V, la corrente dalla resistenza passerà attraverso quel diodo e la tensione al punto X sarà di 1,2 V, che è troppo bassa per permettere la conduzione del transistore attraverso i diodi D_4 e D_5. Di conseguenza il relè sarà diseccitato. Valori circuitali adatti per questo circuito di relè con porte sono dati nella tabella 2.7.1.

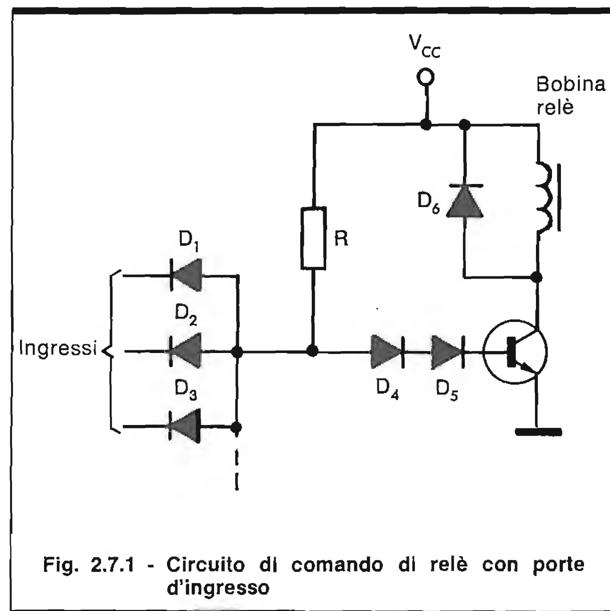


Fig. 2.7.1 - Circuito di comando di relè con porte d'ingresso

NOTE

1. Le resistenze sono da 1/2 W, al 10% di tolleranza.

Tipo di relè: Tensione bobina (V)	Tipo di relè: Resistenza bobina (Ω)	Transistore	Diodi D_1, D_2 D_3, D_4, D_5	Diodo D_6	Resistenza (Ω)	Tensione di alimentazione (V_{CC})
6	> 30	C426	EA403	EC402	150 ± 10%	6 ± 10%
12	> 100	C426	EA403	EC402	700 ± 10%	12 ± 10%
24	> 450	C400	EA403	EC402	6800 ± 10%	24 ± 10%
28	> 1000	C400	EA403	EC402	15000 ± 10%	28 ± 10%
33	> 1000	C425	EA403	EC402	13000 ± 10%	33 ± 10%
36	> 1000	C425	EA403	EC402	10000 ± 10%	36 ± 10%
48	> 2000	C425	EA403	EC402	20000 ± 10%	48 ± 10%

Tabella 2.7.1

2.8 CIRCUITO A SOGLIA PER COMANDO DI RELE'

In qualche caso si richiede di eccitare un relè quando il segnale attraversa un valore di soglia ben preciso. Questo può essere ottenuto impiegando il relè in una configurazione a trigger di Schmitt (fig. 2.8.1). Quando la tensione d'ingresso è bassa il transistore Q_1 è interdetto e la corrente passa attraverso le resistenze R_2 e R_3 nella base del transistore Q_2, mandandolo in conduzione ed eccitando il relè. La tensione dei due emettitori è determinata dalla tensione di alimentazione e dal rapporto tra la resistenza del relè e il valore di R_4. La tensione d'ingresso deve salire ad un valore eguale alla tensione dei due emettitori più 0,6 V approssimatamente, prima che Q_1 cominci a condurre. Quando conduce, la sua tensione di collettore scende, interdicendo perciò il transistore Q_2 che eccita il relè. Con questo tipo di circuito vi è sempre una certa isteresi. Infatti la tensione d'ingresso a cui il relè viene diseccitato (punto di disinnesco) è più alta della tensione a cui il relè viene eccitato (punto d'innesco). Valori circuitali tipici sono dati nella tabella 2.8.1.

NOTE

1. Le resistenze sono da 1/2 W. Valori di tolleranza del 10% sono sufficienti per la maggior parte delle applicazioni, ma un controllo più stretto dei punti di scatto può essere ottenuto con resistenza a tolleranze minori.

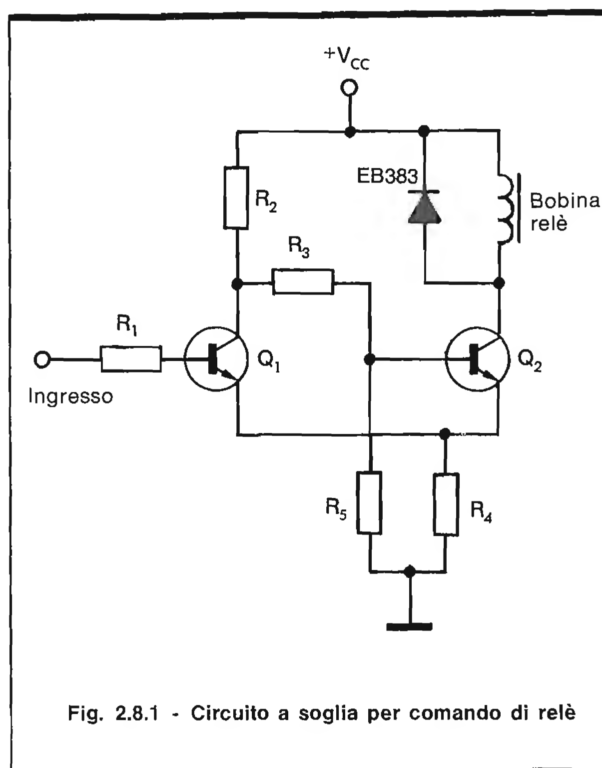


Fig. 2.8.1 - Circuito a soglia per comando di relè

Tipo di relè		Transistori		Resistenze						Soglie di scatto	
Tensione bobina (V)	Resistenza bobina (Ω)	Q_1	Q_2	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	Tensione di alimentazione (V_{CC})	Superiore (V)	Inferiore (V)
6	> 30	C400	C426	82	82	300	12	390	8 ± 10%	2,6	1,9
12	> 100	C400	C400	220	300	680	24	390	14 ± 10%	2,8	2
24	> 450	C400	C400	470	1000	3900	47	1000	26 ± 10%	2,8	2
33	> 1000	C425	C425	620	2000	7500	62	1300	35 ± 10%	2,8	2
48	> 2000	C425	C425	750	4300	9100	75	1500	50 ± 10%	2,5	1,9

Tabella 2.8.1

2.9 CIRCUITO RITARDATO PER COMANDO DI RELÈ

In qualche caso si richiede che il relè venga eccitato un certo tempo dopo che è stato chiuso il contatto di comando.

A questo scopo può servire il circuito riportato in fig. 2.9.1.

Il diodo controllato (SCR_1) eccita il relè un tempo T dopo che il contatto S_1 è stato chiuso.

Il tempo T può essere variato da 5 a 10 sec., con i valori di R e C indicati nel circuito, agendo su P_1.

Ritardi diversi possono ovviamente essere ottenuti variando C.

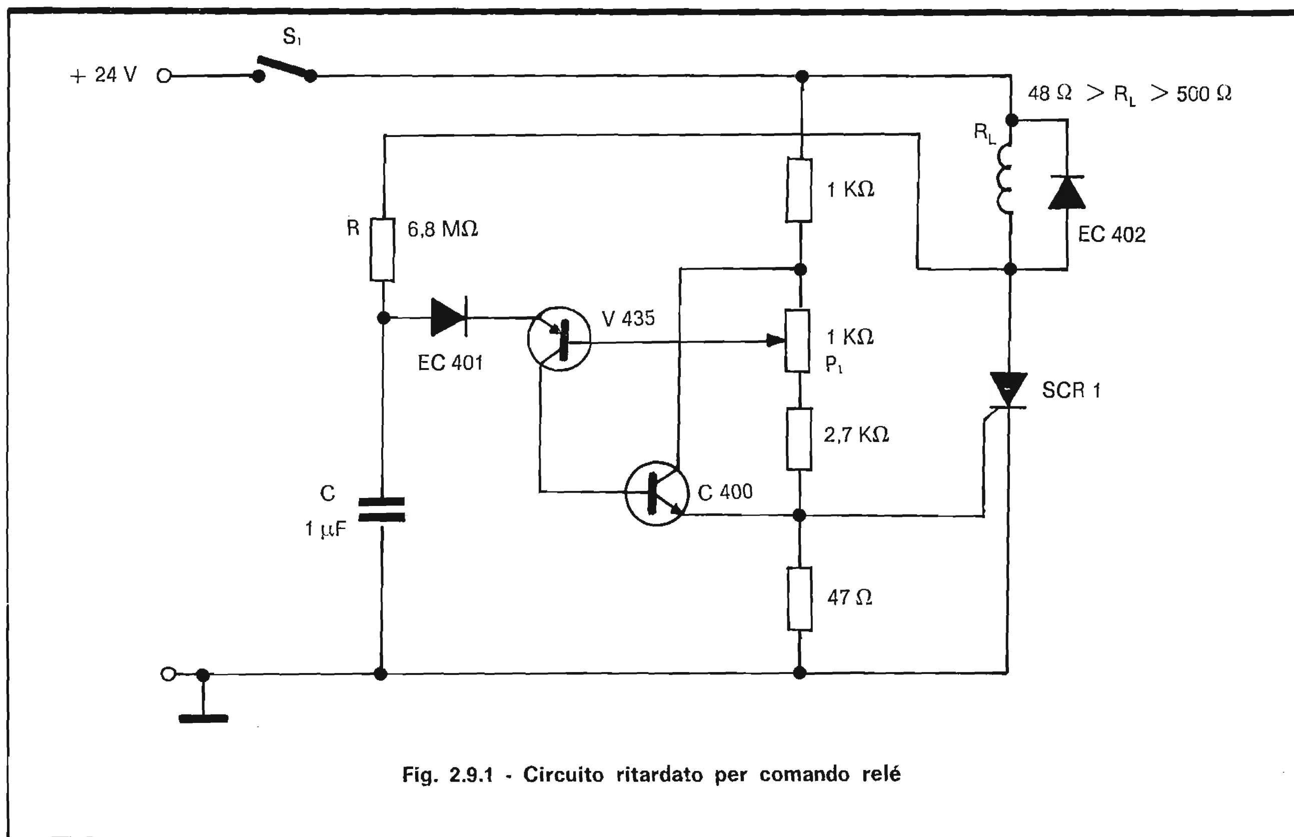


Fig. 2.9.1 - Circuito ritardato per comando relé

NOTE
1. Le resistenze possono essere da ½ W al 10%. La capacità C può essere in Mylar.
2. Il dispositivo SCR 1 è un diodo controllato avente le seguenti caratteristiche:
   V_{BO} = 50 V min
   I_{GF} = 15 mA I_H = 25 mA
   I_F = 2A

3. AMPLIFICATORI IN ALTERNATA

3.1 INTRODUZIONE

Esistono molte applicazioni per amplificatori in alternata in strumenti elettronici. Nel passato è stata pratica corrente progettare un amplificatore in alternata specificatamente per un certo tipo di applicazione. Questo può essere giustificabile tenendo in conto l'economia dei componenti quando si richiede un grande numero di amplificatori simili. Però è spesso più economico, tenendo conto del costo del progetto, impiegare un amplificatore standard che sia suscettibile, con semplici modifiche, di essere adattato ad una grande varietà di applicazioni, così riducendo di molto il costo e il tempo impiegati nello stadio di progetto.

Questa sezione del manuale dà i dettagli di due amplificatori standard nei quali il guadagno è definito dai componenti della rete passiva di controreazione, che possono essere variati a seconda delle necessità.

Sono inoltre riportati due schemi di preamplificatori a basso rumore utilizzanti come stadio di ingresso il primo un transistore bipolare ed il secondo un transistore a effetto di campo.

I due stadi di uscita, uno ad alta tensione ed uno ad alta corrente, riportati in questa sezione, permettono di aumentare la versatilità dei due amplificatori indicati precedentemente rendendoli utili per un maggior numero di applicazioni.

Completano questa sezione gli schemi di un rivelatore di cresta, di un amplificatore selettivo e di un millivoltmetro in alternata che impiega due dei circuiti precedentemente descritti.

3.2 AMPLIFICATORE IN CORRENTE ALTERNATA A BASSA POTENZA DI USCITA

Questo amplificatore in corrente alternata per impiego generale (fig. 3.2.1) impiega uno schema convenzionale a tre transistori in cascata ed ha i seguenti paramentri

guadagno di tensione a spira aperta	> 30.000
risposta a piena potenza	> 150 KHz
escursione di tensione di uscita	> 8 V picco a picco

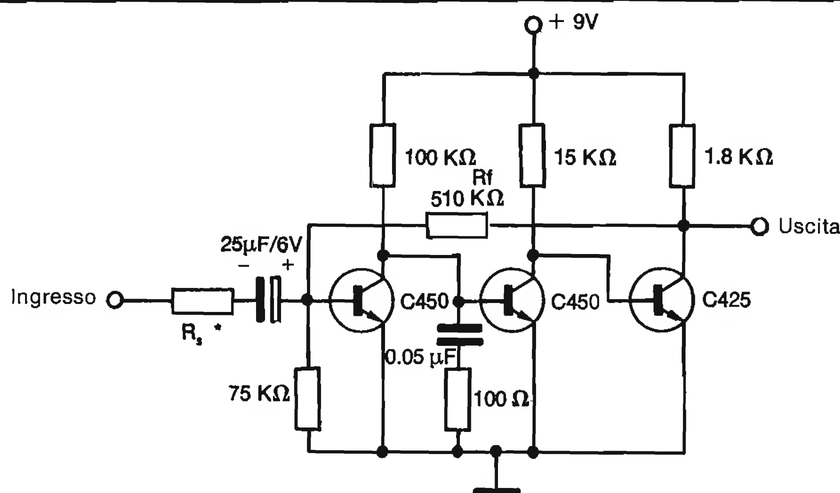


Fig. 3.2.1 - Amplificatore in corrente alternata per impiego generale a tre transistori

Le caratteristiche dell'amplificatore possono essere modificate con l'aggiunta dei resistori R_f ed R_s che determinano il guadagno. La tabella 3.2.1 dà i dettagli delle caratteristiche dell'amplificatore con componenti della rete di controreazione prescelti. La caratteristica approssimata con altri componenti della rete di controreazione può essere dedotta dalle curve caratteristiche (figg. 3.2.2. e 3.2.3).

Nella tabella 3.2.1 e nelle figure 3.2.2. e 3.2.3 la larghezza di banda è definita da f_1, il punto a 3 dB inferiore sulla curva di risposte di frequenza, e da f_2, il punto a 3 dB superiore.

Il rumore è espresso in termini di tensione picco a picco riferita all'ingresso. La tensione di rumore all'uscita dell'amplificatore è il prodotto della tensione di rumore indicata e del guadagno dell'amplificatore con la controreazione scelta. Così per esempio la tensione di rumore all'uscita dell'amplificatore nel caso in cui:

$$R_s = 10\ K\Omega$$

$$e\ R_f = 510\ K\Omega$$

è $51 \times 43\ \mu V = 2{,}2\ mV$ picco a picco

L'amplificatore può essere usato insieme a

(a) lo stadio ad alta tensione di uscita descritto nella sezione 3.3

(b) lo stadio ad alta impedenza d'ingresso a basso rumore descritto nella sezione 3.4

(c) il circuito rivelatore di cresta descritto nella sezione 3.5.

NOTE

1. I resistori segnati con un asterisco determinano il guadagno dell'amplificatore. Quando è richiesta un'alta stabilità di guadagno queste resistenze devono essere scelte opportunamente. Per la maggior parte delle applicazioni sono adatti resistori con tolleranze dell'1% ad alta stabilità.

2. Tutti gli altri resistori devono essere al 5% di tolleranza da 1/2 W.

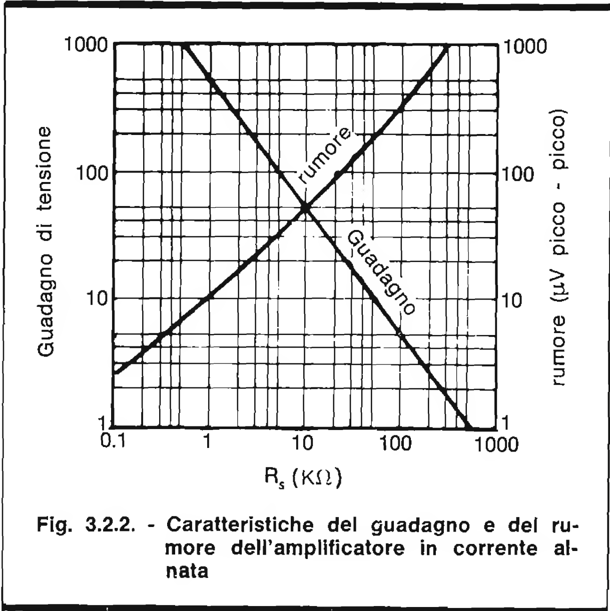


Fig. 3.2.2. - Caratteristiche del guadagno e del rumore dell'amplificatore in corrente alnata

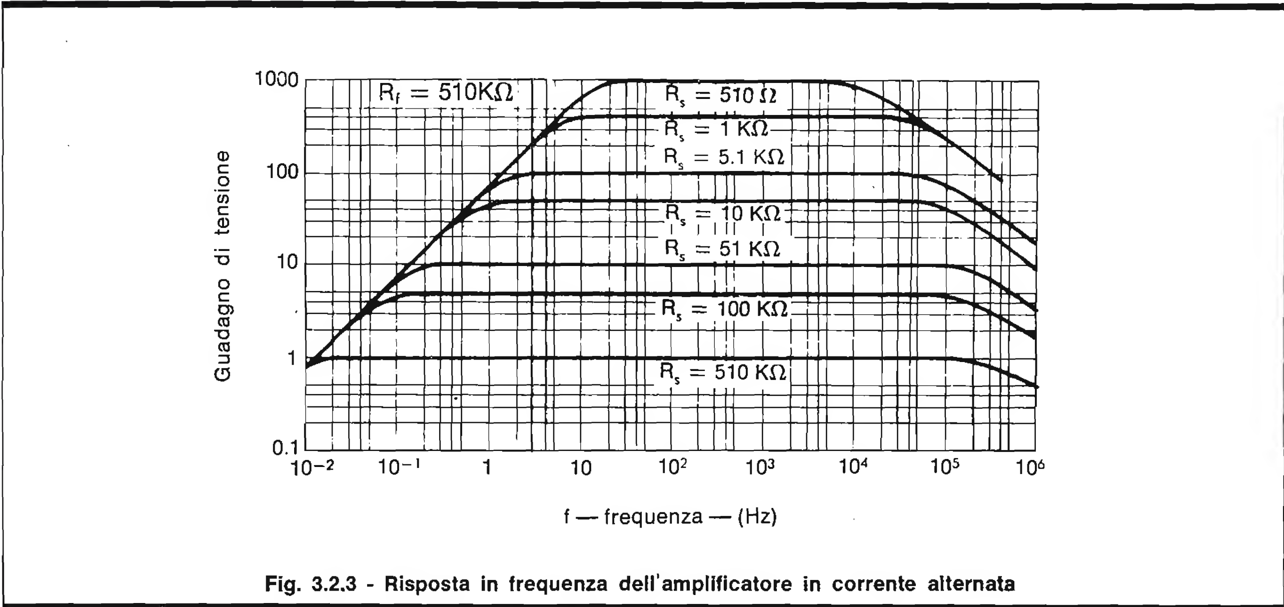


Fig. 3.2.3 - Risposta in frequenza dell'amplificatore in corrente alternata

R_s (KΩ)	R_f (KΩ)	Guadagno di tensione	Banda passante a — 3 dB		Rumore totale riferito all'ingresso (picco-picco) (µV)
			f_1 (Hz)	f_2 (KHz)	
510	510	1	0,012	630	1600
100	510	5,1	0,06	630	350
51	510	10	0,125	630	180
10	510	51	0,64	280	43
5,1	510	100	1,25	210	27
1,0	510	510	6,4	50	10
0,51	510	1000	12,5	20	6

Tabella 3.2.1

3.3 AMPLIFICATORE IN CORRENTE ALTERNATA A MEDIA POTENZA DI USCITA

Questo amplificatore di uso generale (fig. 3.3.1) ha lo stadio finale operante in classe A-B ed è in grado di fornire una potenza di uscita di 0,8 W su di un carico di 70 Ω.

Le sue prestazioni principali sono le seguenti:

Guadagno di tensione a spira aperta		90	db
Banda passante a piena potenza		100	kHz
Dinamica di uscita con $R_L = 70\,\Omega$		21	Vpp
Rumore ($R_s = 1\ k\Omega$)	$A_V = 60$ db	μVeff	1,3
Rifer. all'ingresso (BW15Hz—1MHz)	$A_V = 40$db	μVeff	8
	$A_V = 20$db	μVeff	15
Impedenza di ingresso (a spira aperta)		5	kΩ
Assorbimento a vuoto		12	mA

Il guadagno di questo amplificatore può essere variato da un minimo di 20 ad un massimo di 60 db, scegliendo per la resistenza R_1 il valore dato dalla seguente relazione:

$$A_{VC} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{5{,}6\ k\Omega}{R_1}$$

Nella figura 3.3.2 sono indicate le bande passanti a spira aperta e a spira chiusa per i guadagni di 10, 100 e 1.000.

L'impedenza di uscita in funzione della frequenza è riportata in fig. 3.3.3 mentre in fig. 3.3.4 è indicata la distorsione a carico e a grande segnale.

NOTE

1. Le resistenze R_1 e R_2 sono quelle che determinano il guadagno; desiderando un guadagno preciso è necessario che esse siano all'1% di tolleranza e da ½ W.
2. Tutte le altre resistenze possono essere da ½ W al 10% tranne R_3 e R_4 che devono essere da ½ W, 5%.

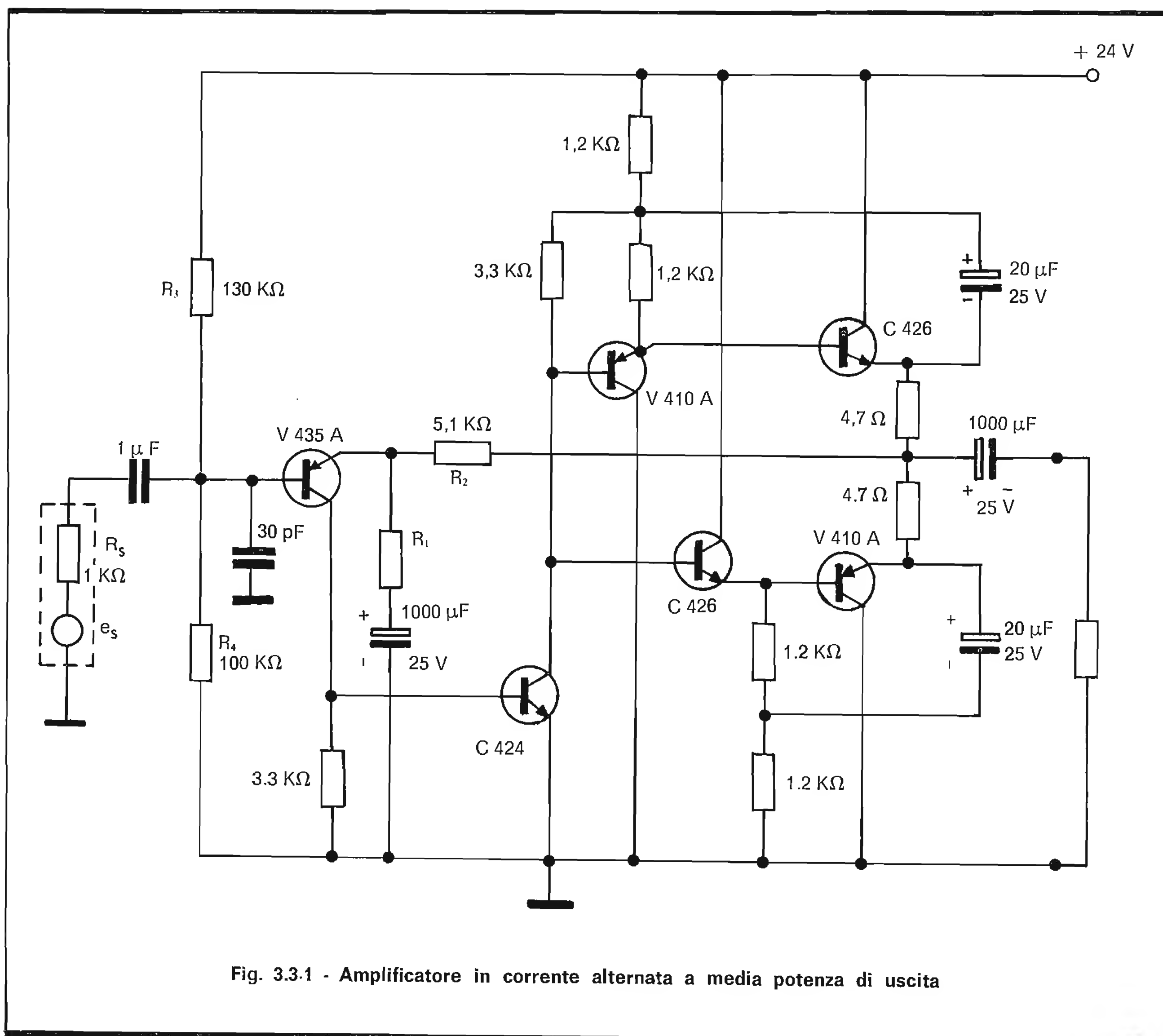


Fig. 3.3.1 - Amplificatore in corrente alternata a media potenza di uscita

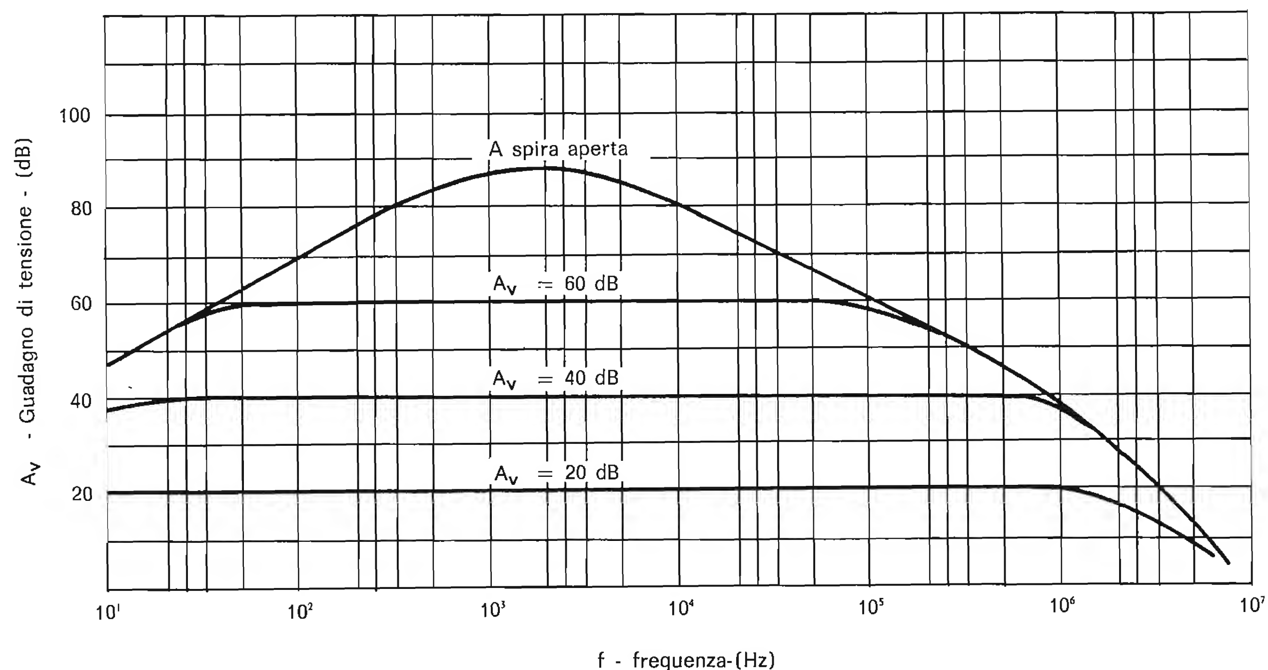


Fig. 3.3.2 - Banda passante per diversi guadagni

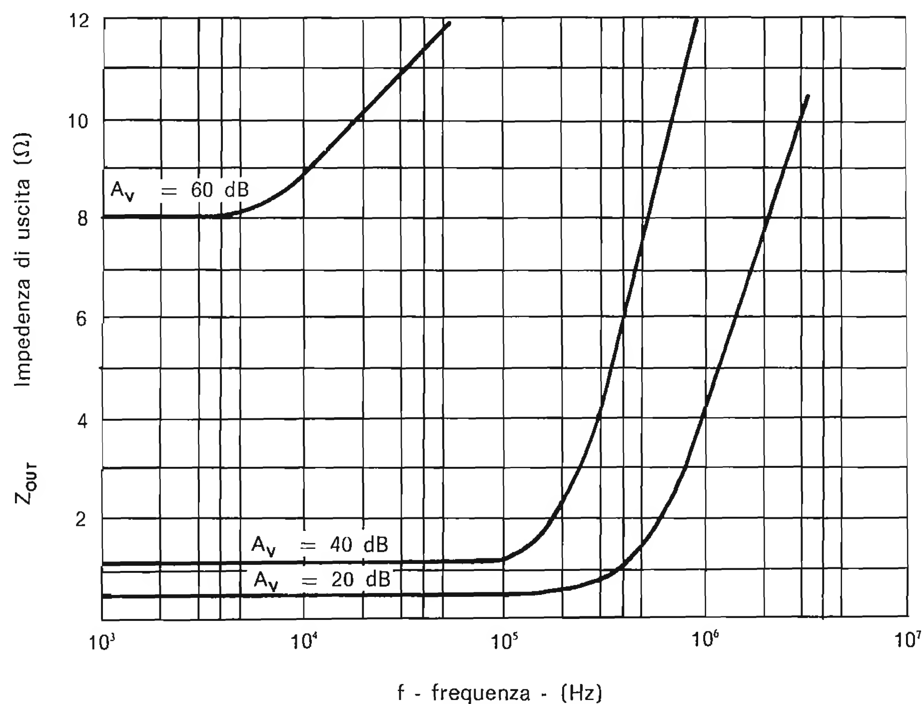


Fig. 3.3.3 - Impedenza di uscita in funzione della frequenza per diversi guadagni

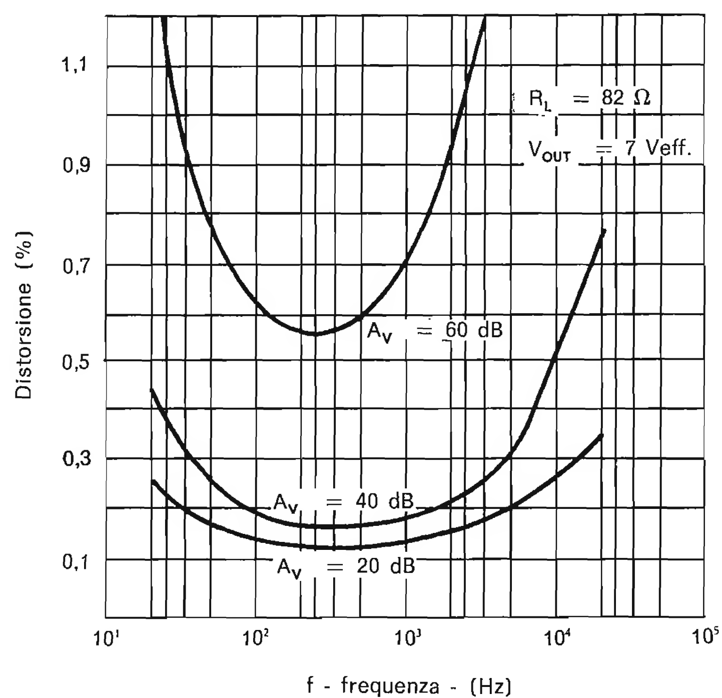


Fig. 3.3.4 - Distorsione in funzione della frequenza per diversi guadagni

3.4 STADIO DI USCITA AD ALTA TENSIONE

Lo stadio di uscita ad alta tensione (fig. 3.4.1) è progettato per essere pilotato dall'amplificatore d'impiego generale in corrente alternata descritto nella sezione 3.2, ma può anche essere usato indipendentemente.

Ha una larghezza di banda superiore a 2 MHz e può essere usato per dare un'escursione di tensione di uscita anche di 40 V picco a picco. Le caratteristiche dello stadio possono essere modificate con la scelta appropriata dei valori di R_1 e R_2. La tabella 3.3.1 illustra le caratteristiche dello stadio con qualche esempio di valori di queste resistenze. Il guadagno di tensione è approssimativamente determinato da R_1. Alti valori di R_1 danno basso guadagno e una buona stabilità di guadagno, mentre bassi valori di R_1 danno alto guadagno a scapito di una riduzione nella stabilità. Il valore minimo consigliabile di $R_1 + R_2$ è approssimativamente 300Ω.

La larghezza di banda dell'amplificatore è determinata da f_1 ed f_2, che sono rispettivamente i valori inferiori e superiori di frequenza a cui il guadagno è caduto di 3 dB paragonato con il suo valore di frequenza media. L'escursione di tensione in uscita è definita come tensione picco a picco all'uscita a cui un'onda sinusoidale amplificata ha una distorsione massima del 5%.

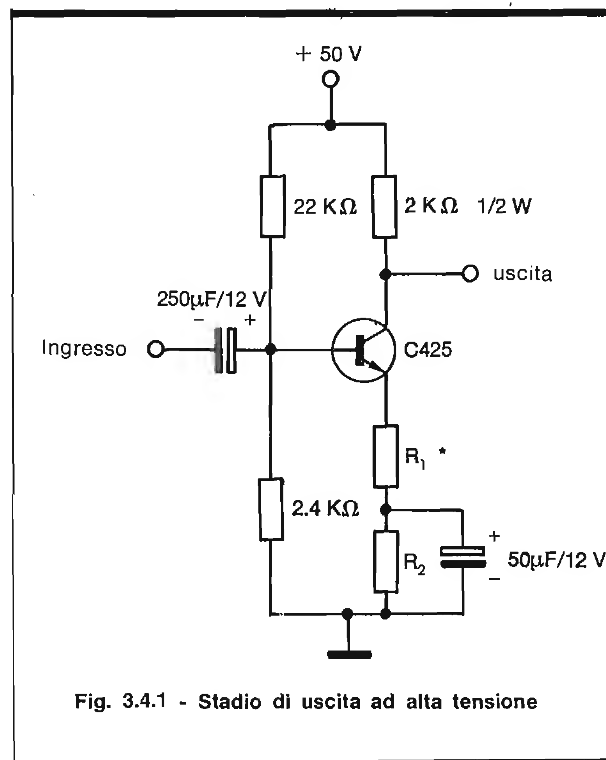


Fig. 3.4.1 - Stadio di uscita ad alta tensione

NOTE

1. Il resistore segnato con un asterisco è il componente che determina fondamentalmente il guadagno. Quando la stabilità del guadagno è importante, deve essere del tipo ad alta stabilità all'1% di tolleranza, 1/2 W.

2. Tutti gli altri resistori devono essere al 5% di tolleranza da 1/2 W.

R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	Guadagno di tensione	Banda passante a — 3 dB: f_1 (Hz)	Banda passante a — 3 dB: f_2 (MHz)	Dinamica di uscita (picco-picco) (V)
10	390	130	180	0,85	25
20	360	80	100	1,9	36
30	360	56	70	2,4	38
62	330	29	40	3,0	40
100	300	18,2	25	3,2	40
120	270	15,5	24	3,5	40
150	240	12,6	20	3,6	40
200	200	9,6	16	3,7	40
390	0	5	0,3	3,8	40

Tabella 3.4.1

3.5 PREAMPLIFICATORE IN ALTERNATA AD ALTA IMPEDENZA D'INGRESSO E BASSO RUMORE

Mentre l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore in alternata descritto nella sezione 3.2 è adatto a molte applicazioni, in qualche caso è necessaria un'impedenza di ingresso più elevata per amplificare segnali prodotti da una sorgente ad alta impedenza. Inoltre in tali casi molto spesso si richiede l'amplificazione di segnali a livello molto basso, per cui è necessario anche basso rumore. L'amplificatore descritto in questa sezione (fig. 3.5.1) è adatto a questi tipi di applicazione ed è progettato per essere usato come preamplificatore per l'amplificatore in alternata di impiego generale descritto nella sezione 3.2.

I parametri principali di questo amplificatore sono:

guadagno di tensione	10
larghezza di banda	da 5 Hz a 4 MHz
banda a piena potenza	> 300 KHz
escursione di tensione in uscita	> 4,5 V picco a picco
resistenza d'ingresso	> 1 MΩ
capacità d'ingresso	< 5 pF
rumore	v. tabella 3.4.1
resistenza di uscita	< 100 Ω a 100 KHz

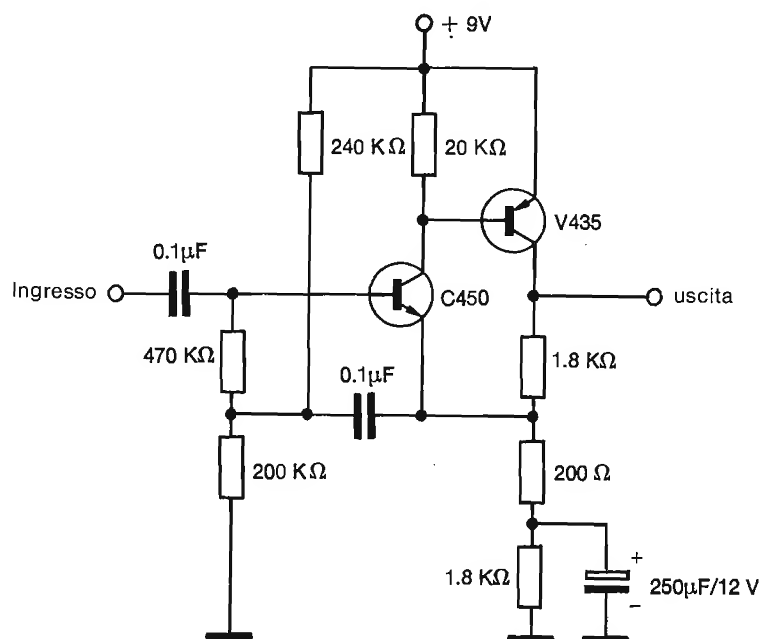


Fig. 3.5.1 - Preamplificatore in corrente alternata ad alta impedenza d'ingresso e basso rumore

$R_{sorgente}$ (KΩ)	Rumore totale riferito all'ingresso (μVeff.) 15 Hz a 1 MHz	15 Hz a 100 KHz
∞	180	130
100	40	20
30	30	10
10	25	6
3	15	4
0	5	2,5

Tabella 3.5.1

NOTE

1. I resistori segnati con un asterisco sono i componenti che determinano fondamentalmente il guadagno. Quando si richiede una stabilità di guadagno è importante che queste resistenze siano ad alta stabilità all'1% di tolleranza, da 1/2 W.

2. Tutti gli altri resistori devono essere al 5% di tolleranza da 1/2 W.

3.6 ADATTATORE DI USCITA

Questo adattatore di uscita (fig. 3.6.1) è in grado di fornire un'elevata corrente di uscita ± 300 mA su di un carico di 12 Ω.

Esso opera in classe A-B e assorbe a riposo una corrente di soli 5 mA.

Non è necessario ricorrere alla taratura della corrente di riposo in quanto le dispersioni delle V_{BE} di Q_1, Q_2 e Q_3, Q_4 sono molto contenute, essendo i transistori della stessa linea, né, d'altra parte, sussiste il pericolo del « Thermal runway » essendo la corrente di riposo pressoché indipendente dalle temperature dei transistori finali Q_5 e Q_6.

Le prestazioni principali tipiche di questo adattatore sono:

Banda passante a piccolo segnale (—3db)	10 Hz ÷ 5 MHz
Guadagno di tensione	0,99
Guadagno di corrente	30000
Impedenza di ingresso (a vuoto)	0,5 MΩ/30 pF
Impedenza di uscita (f = 1 kHz)	4 Ω
Dinamica max di uscita (R_L = 12 Ω)	5,5 Vpp
Distorsione (f = 1 kHz; R_L = 12 Ω; 2,6 Veff)	0,8%

Nella fig. 3.6.2 sono riportate le bande passanti dello adattatore di uscita per diversi valori della capacità di carico; esse denotano una notevole stabilità dell'amplificatore anche in presenza di carichi capacitivi.

Nelle fig. 3.6.3 e 3.6.4 sono riportati rispettivamente i valori delle impedenze di uscita e di ingresso in funzione della frequenza.

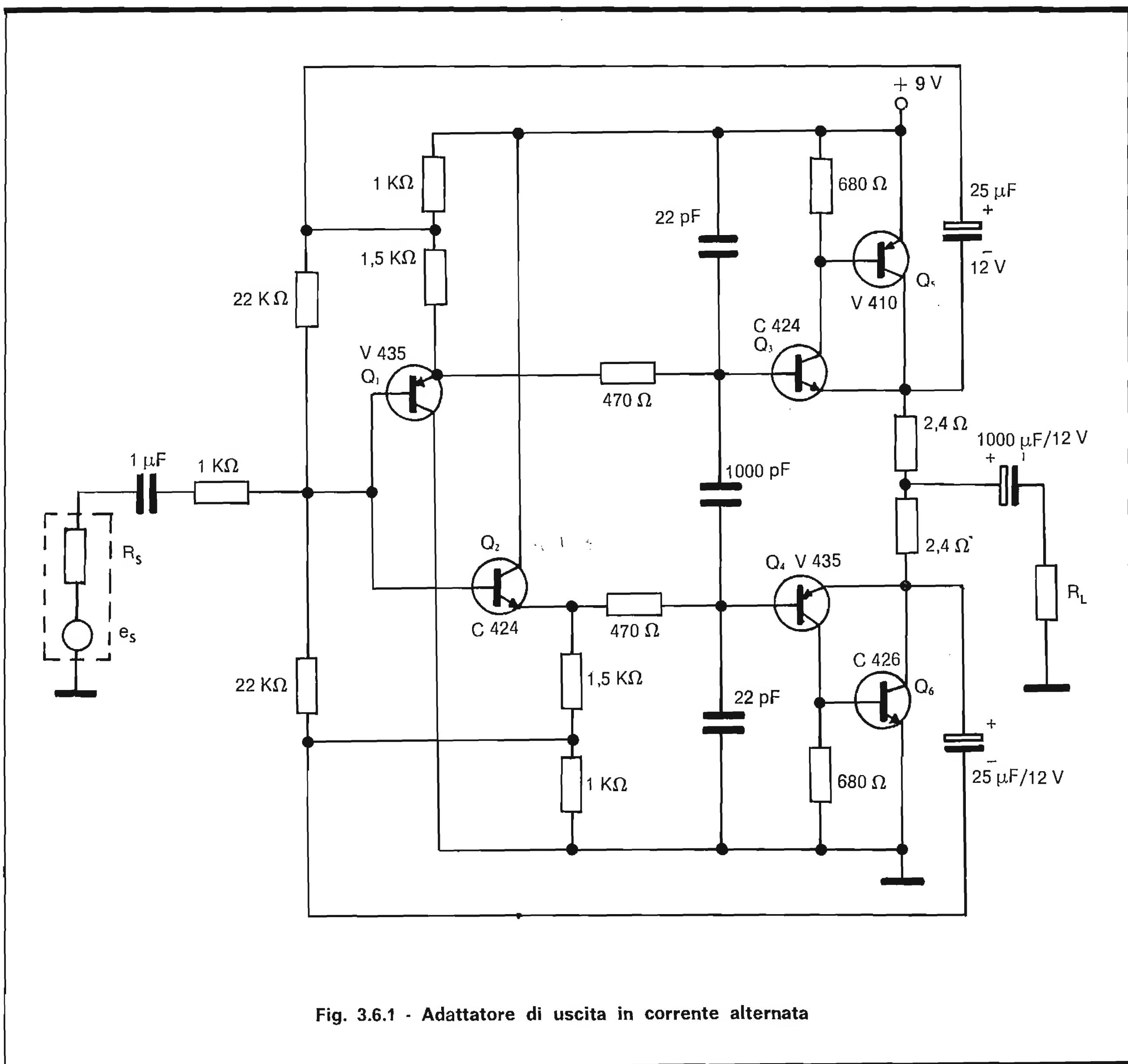


Fig. 3.6.1 - Adattatore di uscita in corrente alternata

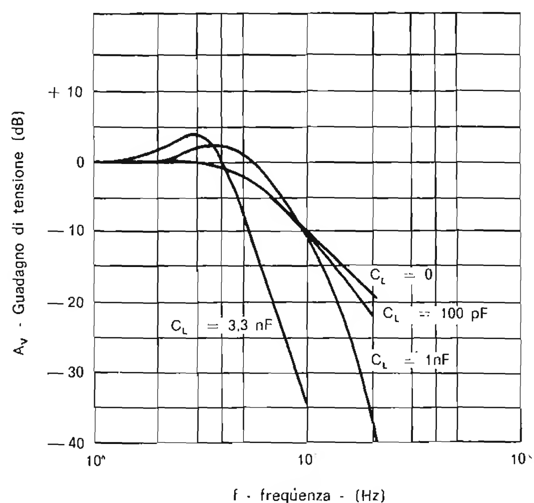


Fig. 3.6.2 - Risposta in frequenza per carichi capacitivi diversi

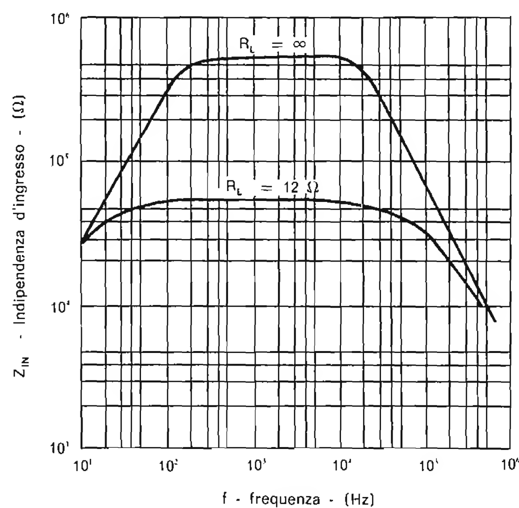


Fig. 3.6.3 - Impedenza di uscita in funzione della frequenza

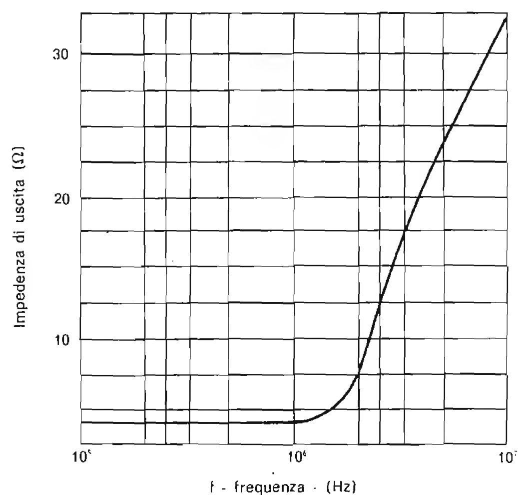


Fig. 3.6.4 - Impedenza di ingresso in funzione della frequenza a vuoto e a carico

3.7 RIVELATORE DI CRESTA

Il circuito di fig. 3.7.1 è un rivelatore di cresta da usarsi assieme all'amplificatore in alternata per impiego generale descritto nella sezione 3.2, o indipendentemente, nel caso che sia disponibile una maggiore tensione di ingresso.

A causa del gomito della tensione base-emettitore del transistore questo semplice circuito ha una tensione di soglia di 0,75 V circa (fig. 3.7.2), che può essere corretta da un'adeguata calibrazione della scala dello strumento di misura o applicando una tensione continua allo strumento di misura.

Il circuito può essere impiegato a partire circa da frequenze di 15 Hz, a cui è presente in uscita il 10% di ripple.

NOTE

1. Un resistore adatto è da 1/2 W al 5% di tolleranza.

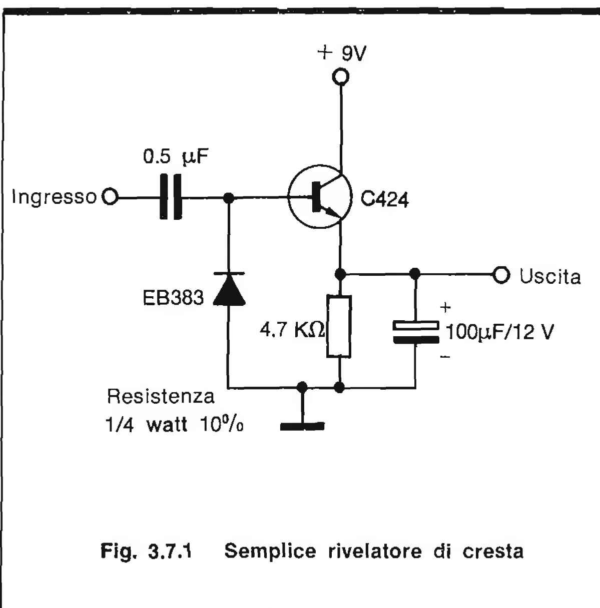


Fig. 3.7.1 Semplice rivelatore di cresta

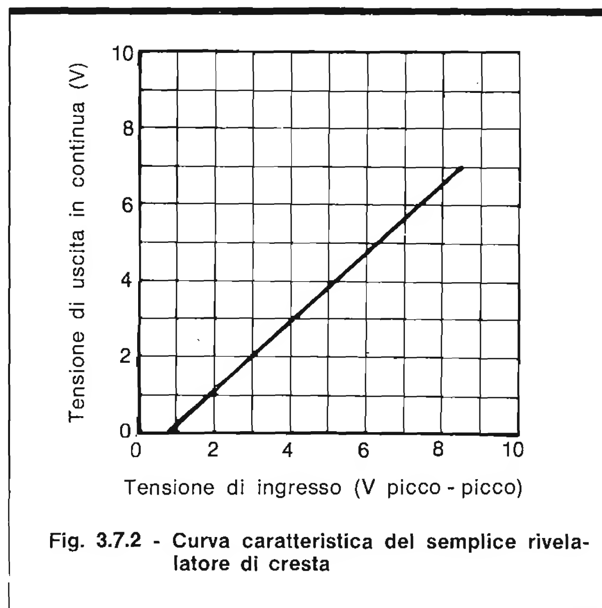


Fig. 3.7.2 - Curva caratteristica del semplice rivelatore di cresta

3.8 MILLIVOLTMETRO IN CORRENTE ALTERNATA

L'amplificatore in corrente alternata descritto nella sezione 3.2, può essere usato come base per un millivoltmetro sensibile. Con l'impiego di un circuito di rettificazione all'uscita dell'amplificatore si può usare uno strumento

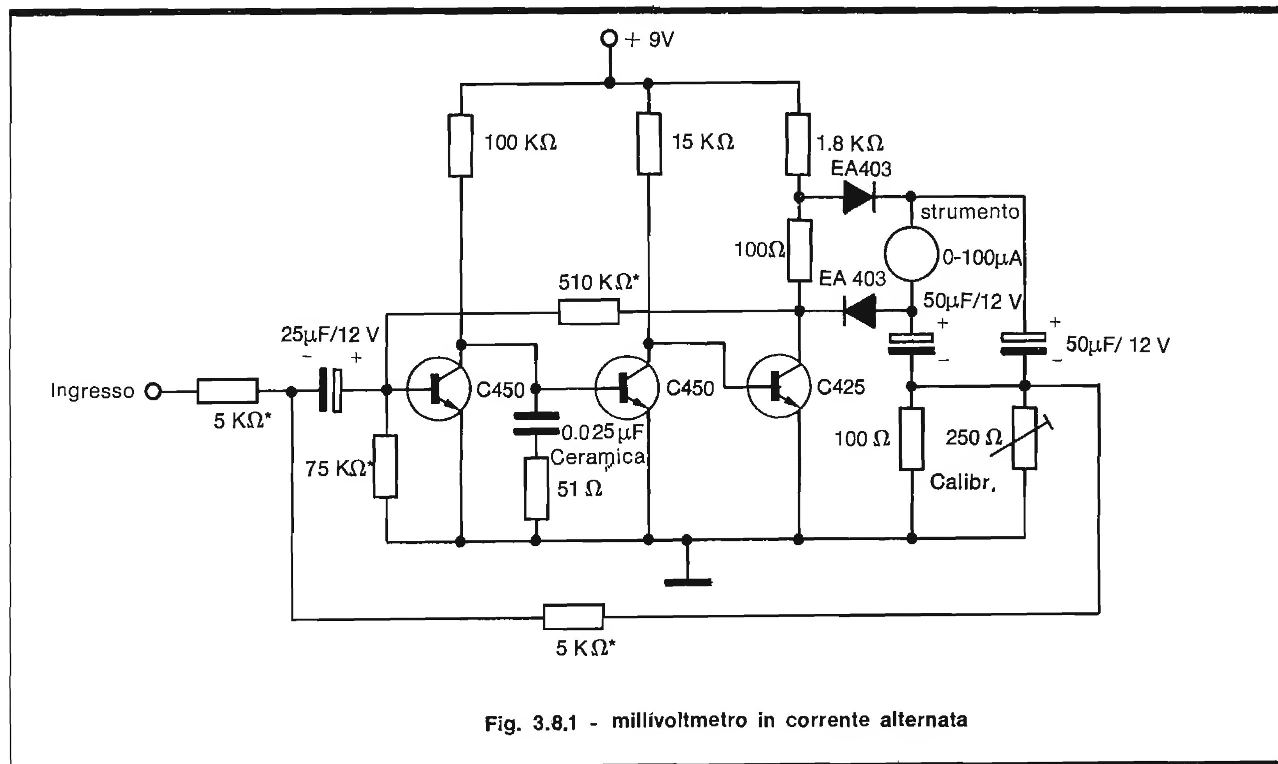


Fig. 3.8.1 - millivoltmetro in corrente alternata

a corrente continua per ottenere la misura. Il circuito è illustrato in figura 3.8.1.

Il circuito di fig. 3.8.1 ha le seguenti caratteristiche:

gamma di segnale d'ingresso	da 0 a 10 mV
'arghezza di banda	da 5 Hz a 100 KHz

Con l'aggiunta del preamplificatore descritto nella sezione 3.5 e con un commutatore adatto si può trasformare il circuito in voltmetro a corrente alternata a molte scale (fig. 3.8.2).

Il preamplificatore è il circuito illustrato in fig. 3.5.1 ed ha un guadagno di tensione di 10.

I parametri principali di questo circuito sono:

Resistenza d'ingresso	> 1 MΩ
larghezza di banda (a -0,5 dB)	da 20 Hz a 100 KHz
tensione d'ingresso per il fondo scala	da 1 mV a 300 V
capacità d'ingresso	< 5 pF

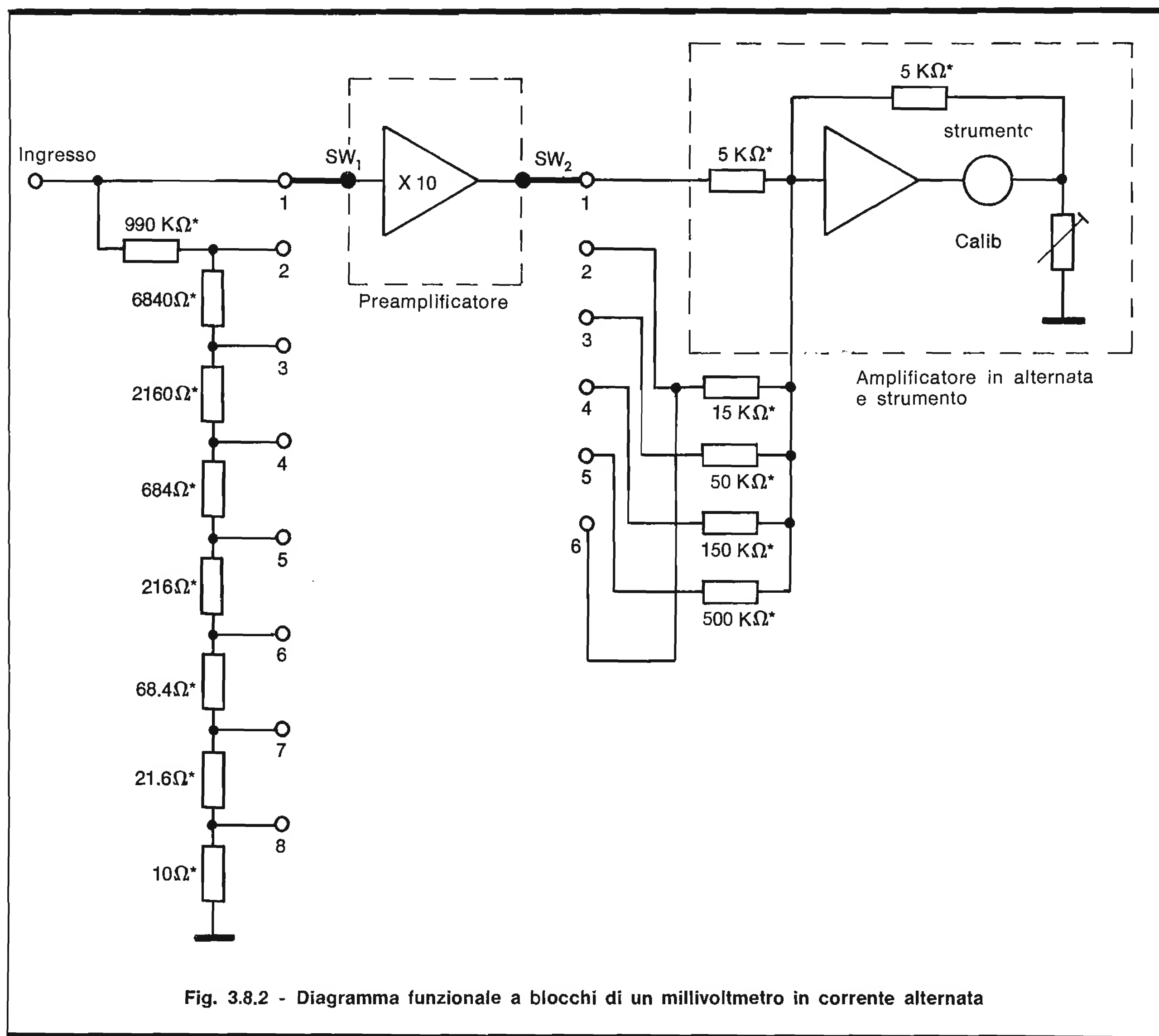


Fig. 3.8.2 - Diagramma funzionale a blocchi di un millivoltmetro in corrente alternata

NOTE

1. L'accuratezza di questo circuito è direttamente dipendente dai resistori usati nelle posizioni che determinano il guadagno. Questi sono segnati nel diagramma con un asterisco. Si raccomanda di usare resistenze ad alta stabilità con l'1% di tolleranza, da 1/2 W.

2. Tutti gli altri resistori devono essere al 5% di tolleranza da 1/2 W.

La tabella 3.8.1 mette in relazione le posizioni del commutatore con le scale di tensione.

Posizione SW_1	1	1	1	1	1	2	3	4	5	6	7	8
Posizione SW_2	1	2	3	4	5	6	6	6	6	6	6	6
Fondo Scala	1 mV	3 mV	10 mV	30 mV	0,1 V	0,3 V	1 V	3 V	10 V	30 V	100 V	300 V

Tabella 3.8.1

3.9 AMPLIFICATORE SELETTIVO

L'amplificatore descritto nelle sezioni precedenti di questo manuale ha una larghezza di banda ampia. In qualche caso si richiede una larghezza di banda più stretta. Ciò può essere ottenuto impiegando un amplificatore selettivo in frequenza.

I principali parametri di un amplificatore selettivo in frequenza sono:

- f_o la frequenza a cui il guadagno dell'amplificatore raggiunge il massimo (G_{vo})
- BW la banda di frequenza in cui il guadagno è maggiore di $G_{vo}/\sqrt{2}$.

L'amplificatore selettivo in frequenza (fig. 3.9.1) è un circuito semplice in cui sia f_o che BW sono determinati dalle resistenze e dai condensatori R_1, R_2, R_3, C_1, C_2.

La risposta in frequenza dell'amplificatore è illustrata nella fig. 3.9.2.

Nella tabella 3.9.1 sono dati valori adeguati di resistori e di condensatori per diversi valori di f_o.

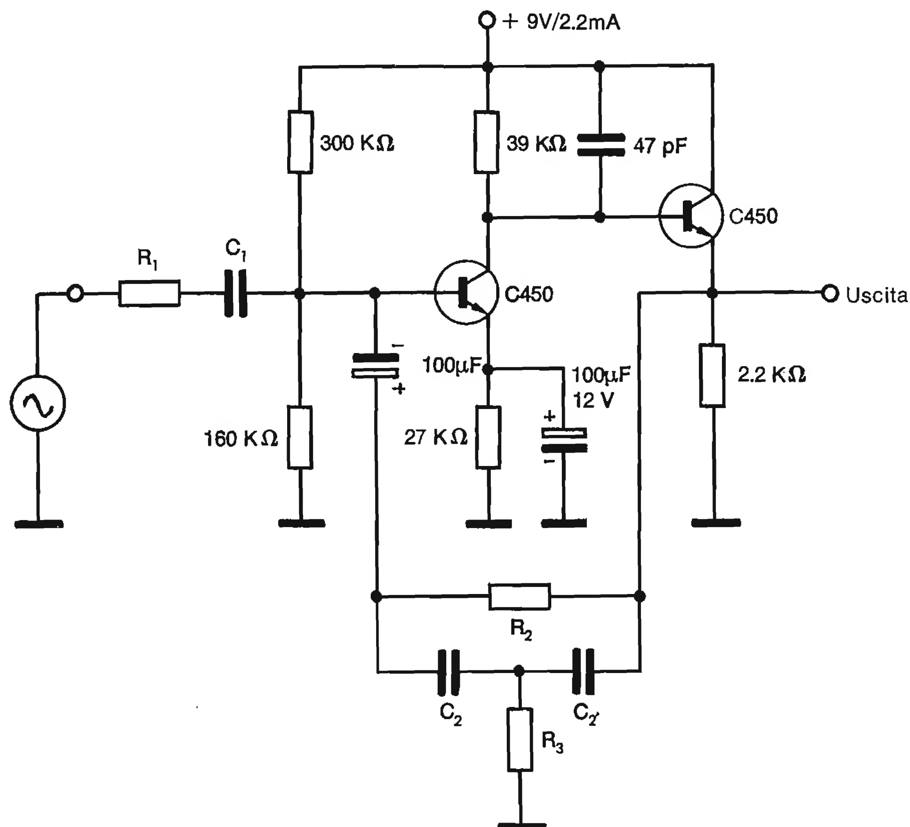


Fig. 3.9.1. - Circuito dell'amplificatore selettivo

Per progettare un amplificatore selettivo in frequenza simile, ma per differenti valori di f_o, si devono usare le seguenti equazioni:

$$R_1 = R \frac{\Sigma}{K}$$

$$C_1 = 2KC$$

$$R_2 = R$$

$$R_3 = \frac{R_2}{\Sigma}$$

$$C_2 = \frac{C}{\Sigma}$$

dove $\Sigma = \dfrac{BW}{2}$ $\quad K = G_{vo} \cdot \Sigma$ $\quad f_o = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{RC}}$

relazioni approssimate

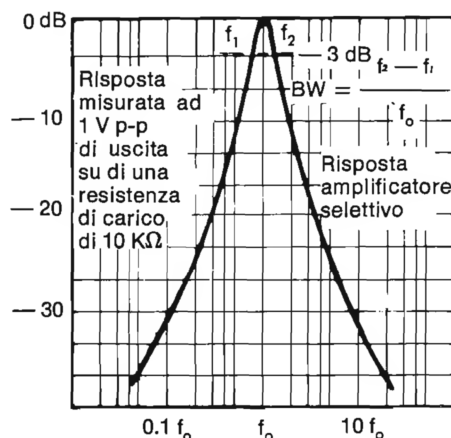


Fig. 3.9.2 - Curva di risposta dell'amplificatore selettivo in frequenza

f_o (Hz)	Elementi della rete R_1 (KΩ)	R_2 (KΩ)	R_3 (KΩ)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	G_{vo} (dB)	|Zin| (MΩ)	Vusc. Max (V p-p)	Note
100	150	800	8	2000	20.000	10	1	4	L'impedenza di uscita è Zusc. ≤ 100 Ω. La resistenza di carico deve essere R_L ≥ 10 KΩ Tutti gli elementi della rete sono all'1% di tolleranza
1000	15	80	0,8	2000	20.000	11	0,1	4	
10.000	15	80	0,8	200	2000	11	0,1	4	

Tabella 3.9.1

NOTE

1. La scelta del tipo dei componenti R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, determinanti la frequenza e la larghezza di banda, dipende dalle caratteristiche richieste. In molti casi devono essere usati resistori all'1% ad alta stabilità, e condensatori all'1% in mica argentata.

2. Gli altri resistori non sono critici e possono essere da 1/2 W al 10% di tolleranza.

4. AMPLIFICATORI IN CORRENTE CONTINUA

4.1 INTRODUZIONE

La strumentazione elettronica utilizza in larga scala varie forme di amplificatori in corrente continua. Questi sono usati come amplificatori per trasduttori, come elementi base per i calcolatori analogici, come amplificatori di errore negli alimentatori stabilizzati, in strumenti di misura e nei servomeccanismi, ecc.

Gli amplificatori in corrente continua di questa sezione sono stati deliberatamente ristretti a tipi semplici. Quando si richiedono amplificatori più complessi si può trovare spesso che un amplificatore a circuito integrato monolitico è più economico di un circuito a componenti discreti che è stato usato per il passato. Per una descrizione completa di amplificatori a circuito integrato e delle loro applicazioni bisogna riferirsi al manuale di applicazioni di microcircuiti lineari della SGS.

4.2 CONSIDERAZIONI GENERALI SUGLI AMPLIFICATORI IN CORRENTE CONTINUA

Quasi tutti gli amplificatori in corrente continua hanno uno stadio d'ingresso differenziale (fig. 4.2.1). Questo stadio è usato qualche volta da solo come un circuito per individuare lo zero. Amplificatori più complessi hanno altri stadi amplificatori addizionali.

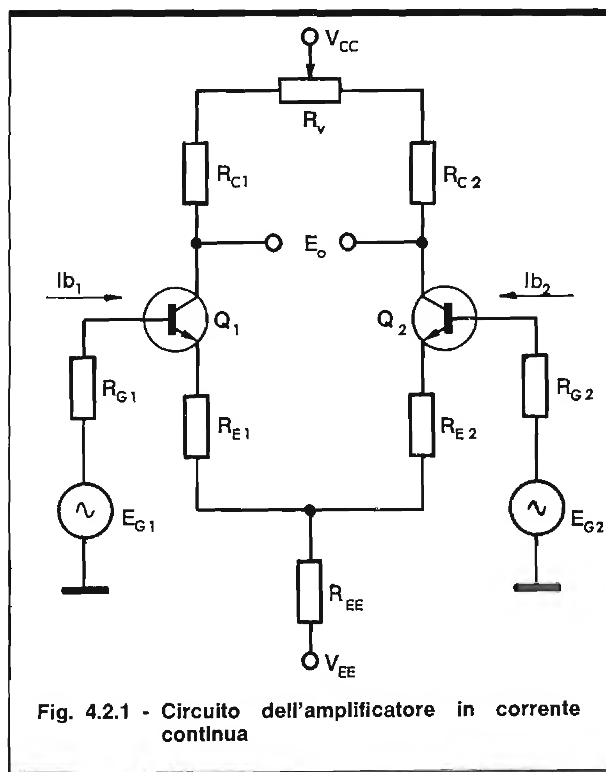


Fig. 4.2.1 - Circuito dell'amplificatore in corrente continua

La caratteristica fondamentale di tutti gli amplificatori in corrente continua è che non vi devono essere variazioni nella tensione di uscita quando la tensione d'ingresso è mantenuta costante. In pratica però questo caso ideale non si verifica mai, anche se ci si può avvicinare molto al caso teorico. L'ingresso differenziale in cui la tensione base-emettitore è bilanciata dalla tensione base-emettitore di un transistore simile è il mezzo quasi universalmente adottato per ridurre l'effetto della dipendenza dei parametri del transistore dalla temperatura sulla tensione di uscita. Con l'uso di questa configurazione circuitale l'amplificatore è differenziale; cioè la tensione di uscita è determinata dalla differenza tra le due tensioni d'ingresso piuttosto che dal valore assoluto di queste.

L'amplificatore differenziale ideale ha anche una tensione zero di uscita quando i due ingressi sono alla stessa tensione. In pratica per avere una tensione di uscita zero ci può essere una piccola differenza nei due livelli di tensione agli ingressi. Questa differenza viene indicata come la tensione di sbilanciamento (offset) all'ingresso.

La tensione di sbilanciamento all'ingresso nasce dalla differenza fra le caratteristiche base-emettitore dei due transistori in connessione differenziale. Può perciò essere ridotta con l'impiego di transistori accoppiati.

Questi, tuttavia non risolvono completamente il problema di eliminare la tensione di sbilanciamento all'ingresso, a causa della dipendenza dalla temperatura dei parametri del transistore. Anche se si scelgono transistori identici una piccola differenza fra le temperature dei due transistori produrrà la tensione di sbilanciamento all'ingresso.

La minima tensione di sbilanciamento all'ingresso e la minima variazione di questa con la temperatura (voltage drift) è ottenuta con l'impiego transistori accoppiati entro lo stesso contenitore. In questo modo la resistenza termica tra i due transistori è ridotta ed essi possono perciò essere mantenuti all'incirca alla stessa temperatura.

In una coppia differenziale si usa normalmente un potenziometro per permettere la correzione di qualsiasi piccola differenza residua fra i parametri dei transistori e fra i valori delle resistenze di carico.

Quando un amplificatore in corrente continua è usato con alti valori delle resistenze di sorgente (R_{G1} ed R_{G2}) la corrente che passa in queste resistenze è ancora un'altra causa di sbilanciamento all'ingresso come pure la sua variazione con la temperatura. Una diminuzione delle correnti di base può essere ottenuta progettando l'amplificatore a livelli più bassi di corrente di collettore, impiegando transistori a più alto guadagno di corrente e ben accoppiati in questo parametro, assicurandosi che le due resistenze di sorgente siano uguali.

La corrente di fuga del transistore passa pure attraverso le resistenze di sorgente, contribuendo alla tensione di sbilanciamento all'ingresso. Fortunatamente la corrente di fuga dei moderni transistori planari al silicio è così piccola che può essere normalmente trascurata eccetto che ad alte temperature.

Impiegando una coppia di transistori ad alto guadagno come il 2C 415 si può ridurre la tensione di sbilanciamento all'ingresso e la sua variazione con la temperatura.

In molte applicazioni di amplificatori in corrente continua la reiezione a modo comune è importante. Lo stadio differenziale ideale ha una tensione di uscita che non dipende dalla variazione del livello di tensione di entrambi gli ingressi di una quantità eguale. In pratica una tensione applicata ad entrambi i terminali d'ingresso produrrà solo un piccolo cambio nella tensione di uscita. Le

caratteristiche dell'amplificatore a questo riguardo sono specificate dal rapporto di reiezione di modo comune. Questo è definito come rapporto fra la tensione di modo comune in ingresso e la tensione differenziale in ingresso che producono la stessa tensione di uscita ed è comunemente espressa in decibels.

Il rapporto di reiezione di modo comune è aumentato aumentando il valore del resistore comune R_{EE}. Fissate le correnti nei transistori Q_1 e Q_2, il valore della resistenza comune può solo aumentare aumentando la tensione di alimentazione negativa V_{EE}. Ci sono però sempre limiti pratici al valore massimo desiderabile per questo valore di tensione.

Valori elevati apparenti di questa resistenza comune possono essere ottenuti con una bassa tensione di alimentazione negativa con l'impiego di un transistore generatore di corrente Q_3 (fig. 4.2.2.), che ha una resistenza di uscita molto alta. La maggior parte degli amplificatori più comuni in corrente continua impiega questa configurazione circuitale. La corrente che passa nel ramo comune è determinata dalla tensione di base del transistore e dal valore del resistore R_3. La tensione di base del transistore è generalmente definita dal partitore resistivo

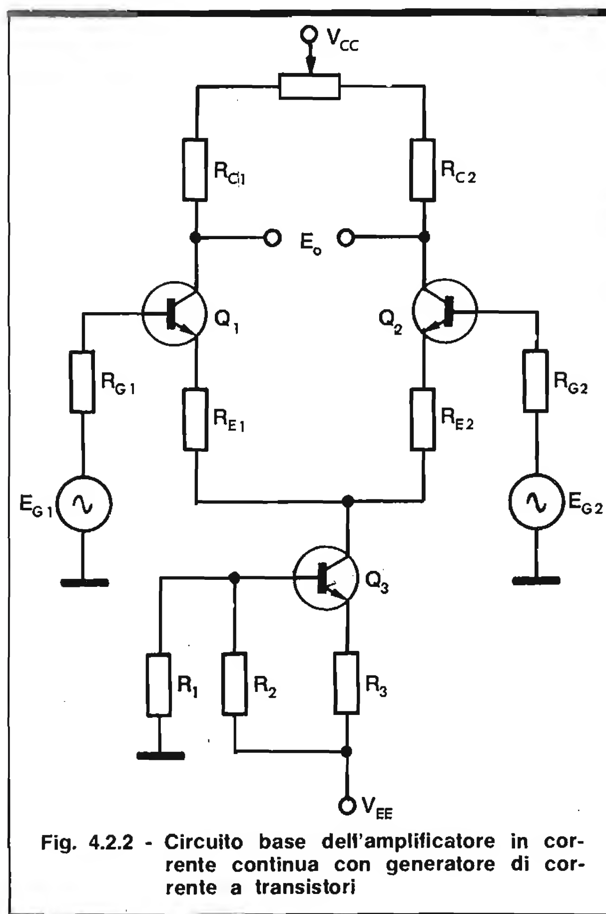


Fig. 4.2.2 - Circuito base dell'amplificatore in corrente continua con generatore di corrente a transistori

R_1, R_2. Qualche volta la resistenza R_2 è sostituita da un diodo Zener.

Il guadagno di tensione di uno stadio differenziale è molto approssimativamente eguale al rapporto tra le resistenze di collettore R_{C1}; R_{C2} e le resistenze di emettitore R_{E1}; R_{E2}. Da notare che la resistenza interna di emettitore del transistore deve essere aggiunta alla resistenza esterna di emettitore per effettuare tale calcolo. Questa resistenza interna r_e è inversamente proporzionale alla corrente di emettitore a cui il transistore opera e si ottiene approssimativamente con la formula:

$$r_e = \frac{26}{I_e}$$

dove r_e è in ohms e I_e è in milliampere.

In qualche applicazione di amplificatori a corrente continua la resistenza di sorgente R_{G1} ed R_{G2} è molto bassa; perciò non c'è necessità di avere un'elevata resistenza d'ingresso dell'amplificatore. In altre applicazioni la resistenza di sorgente è alta ed è importante avere un'elevata resistenza d'ingresso. La resistenza d'ingresso dell'amplificatore è approssimativamente eguale al prodotto della resistenza di emettitore per il guadagno di corrente dell'amplificatore.

Come prima, sia la resistenza di emettitore interna che esterna devono essere prese in considerazione nel calcolo. Usando un transistore che mantenga un guadagno elevato anche a bassi valori di corrente di emettitore si può ottenere un'impedenza d'ingresso molto elevata; per esempio il transistore duale 2C 415 è adatto per bassi livelli avendo un guadagno minimo di corrente di 60 a 10 μA ed essendo a basso rumore. Con la formula sopra indicata la resistenza interna di emettitore a questo livello di corrente è di 2,6 KΩ. Perciò l'impedenza d'ingresso del solo transistore è 156 KΩ nel caso peggiore. In pratica il guadagno di corrente del transistore è normalmente da due a tre volte maggiore del valore minimo, ottenendosi perciò un valore tipico di resistenza d'ingresso di approssimativamente 400 KΩ.

4.3 PROGETTO DI UN AMPLIFICATORE IN CONTINUA

I progetti di amplificatori in corrente continua di questa sezione sono stadi differenziali utili come discriminatori di zero e come stadi d'ingresso per amplificatori più complessi.

Il progetto di amplificatore base (fig. 4.3.1) impiega due transistori separati del tipo C444 che operano a correnti di collettore di 0,5 mA circa ed un transistore addizionale C444 come generatore di corrente. La resistenza di ingresso è circa 5 KΩ.

La tensione di sbilanciamento in ingresso può essere portata inizialmente a zero per mezzo del potenziometro di 2 kΩ nel circuito del collettore.

La variazione termica della tensione di sbilanciamento in ingresso è approssimativamente 40 μV/°C nella gamma da 0 a 60°C quando i transistori d'ingresso sono montati in un dissipatore di calore comune molto buono e schermati contro le perdite termiche, e con resistenze di sorgente minori di 1 KΩ.

Da notare che i collettori dei transistori sono elettricamente connessi al contenitore così che è essenziale impiegare un dissipatore di calore che isoli elettricamente i transistori.

Lo scopo di questo dissipatore di calore è provvedere una bassa resistenza termica tra i transistori e non di dissipare il calore. Il tipo più adatto di dissipatore è quello che permette di montare i transistori molto vicini.

Quando non è importante ottenere un basso valore di deriva di tensione, il circuito può essere fatto con i transistori montati separatamente sul circuito stampato.

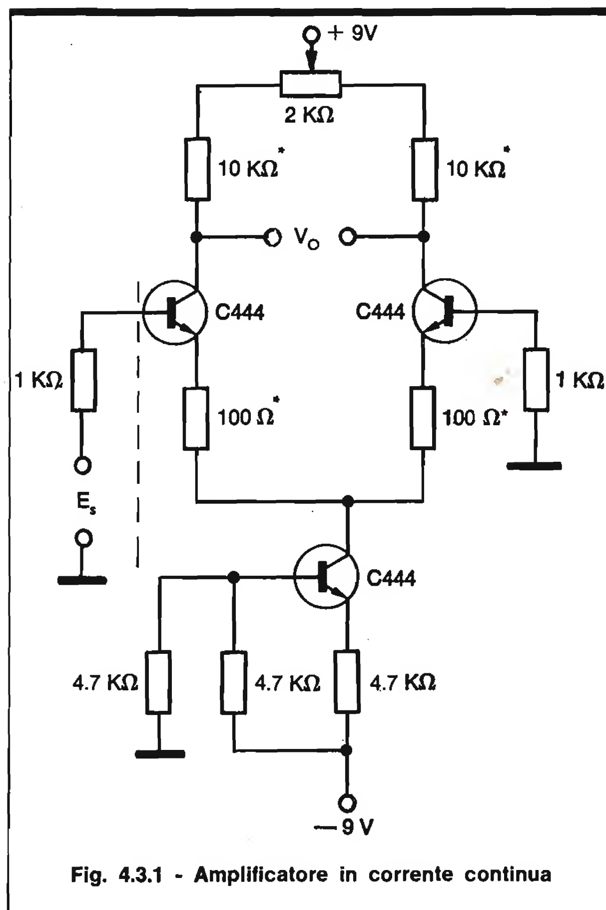


Fig. 4.3.1 - Amplificatore in corrente continua

In questo caso il transistore è però sensibile ai transitori termici. Per esempio una differenza di un grado nella temperatura dei due transistori dà una variazione di circa 2 mV nella tensione di squilibrio all'ingresso.

Il circuito illustrato nella fig. 4.3.1 suppone una resistenza di sorgente di 1 KΩ.

Il guadagno di tensione $\frac{V_o}{E_s}$ dell'amplificatore è circa 60.

Sostituendo i transistori per l'amplificatore di tipo generale con un transistore duale a basso livello e basso rumore si può ottenere un amplificatore notevolmente migliorato (fig. 4.3.2). Il transitore duale 2C415 ha un alto guadagno a basse correnti. Questa caratteristica è utilizzata nel progetto facendo funzionare i transistori ad una corrente di collettore di 0,05 mA, permettendo di ottenere un'impedenza d'ingresso di circa 250 KΩ, e permettendo così che esso venga usato con impedenze di sorgente notevolmente più alte che nel precedente progetto. La impedenza di sorgente più alta e l'accoppiamento termico migliore fra i due transistori, ottenuto impiegando il tipo duale, migliorano la deriva di tensione d'ingresso a valori di circa 15 μV/°C.

Il guadagno di tensione di questo amplificatore è circa 60.

Un ulteriore miglioramento nelle caratteristiche può essere ottenuto aggiungendo dei transistori PNP « emitter-follower » agli stadi di uscita dell'amplificatore (fig. 4.3.3).

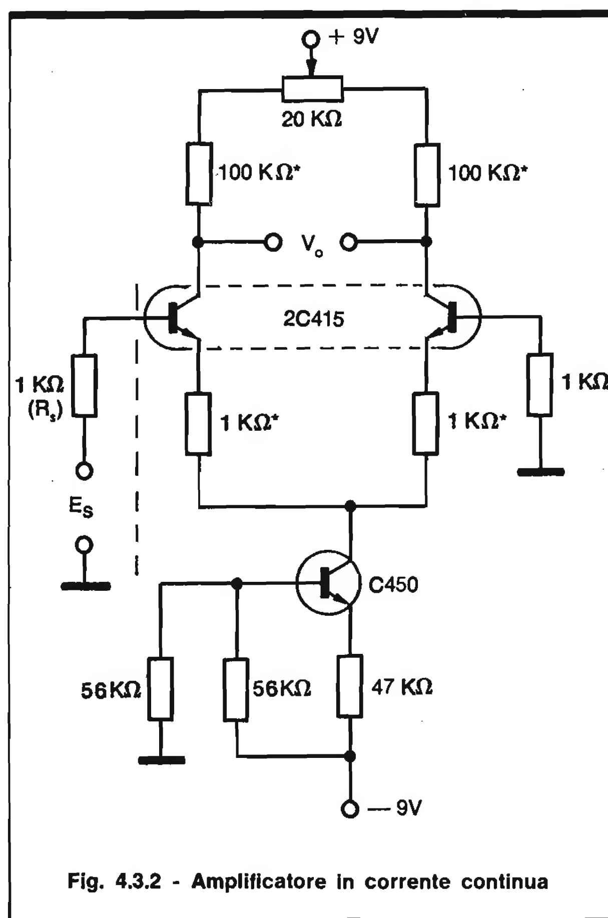


Fig. 4.3.2 - Amplificatore in corrente continua

Un'analisi teorica mostra che il guadagno di tensione di circa 50 dipende molto meno dai parametri dei transistori impiegati che nel caso del circuito semplice (fig. 4.3.2). Gli stadi di uscita emitter follower riducono inoltre l'impedenza di uscita. La deriva di tensione di questo circuito è tipicamente 20 μV°/C nella gamma da 0 a 60 gradi.

Vi sono circostanze in cui è inevitabile un'impedenza di sorgente molto alta ed è essenziale avere un amplificatore in continua con impedenza d'ingresso molto elevate. Un metodo molto semplice per aumentare l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore è impiegare un transistore addizionale a ciascun ingresso in configurazione Darlington (fig. 4.3.4). In questo modo l'impedenza d'ingresso è aumentata di un fattore eguale al doppio del guadagno di corrente del transistore aggiunto. Perciò con l'uso della configurazione Darlington i 250 KΩ d'impedenza d'ingresso dell'amplificatore precedente (fig. 4.3.2) aumentano a circa 20 MΩ. Ciò che si paga facendo questo è un aumento nella tensione massima di squilibrio in ingresso e nella sua deriva con la temperatura, dovuto al fatto che ora quattro transistori contribuiscono a questi effetti. La tensione di sbilanciamento all'ingresso a una qualsiasi temperatura può essere controbilanciata regolando il potenziometro.

La variazione di temperatura all'ingresso di questo amplificatore con 1 MΩ di resistenze di sorgente è circa 50 μV/°C nella gamma da 0 a 60 gradi.

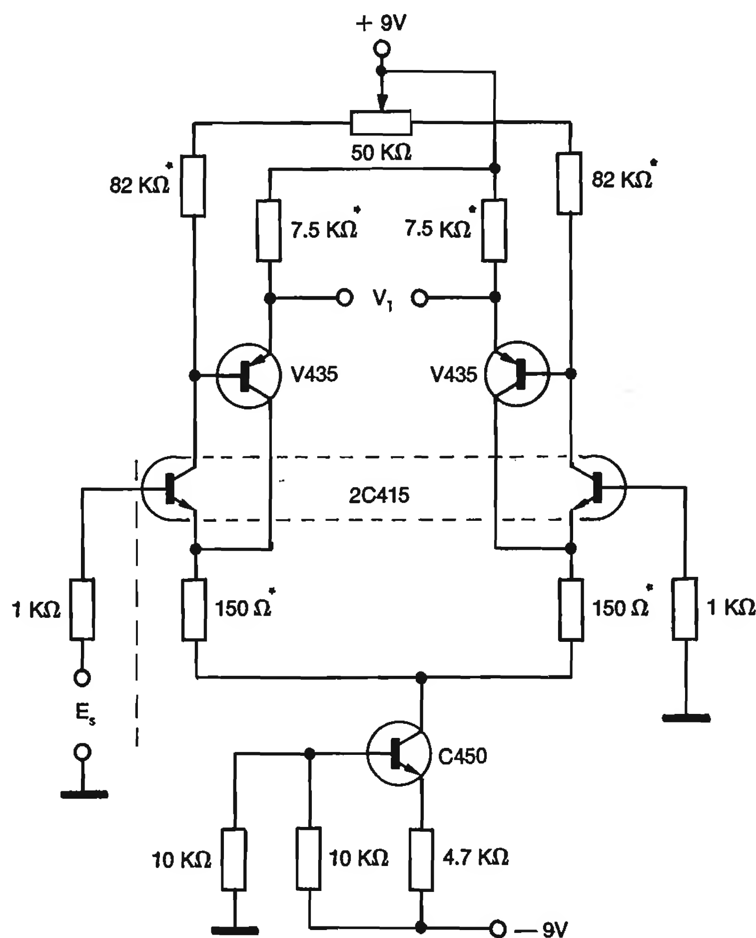


Fig. 4.3.3 - Amplificatore in corrente continua migliorato

NOTE

1. Tutti i valori di deriva citati più sopra sono stati misurati tenendo conto solo della deriva dovuta ai transistori. Quando si richiede una bassa deriva bisogna impiegare resistenze a basso coefficiente di temperatura nei punti segnati con un asterisco.

2. Le altre resistenze non sono particolarmente critiche e possono essere da 1/2 W al 5% di tolleranza.

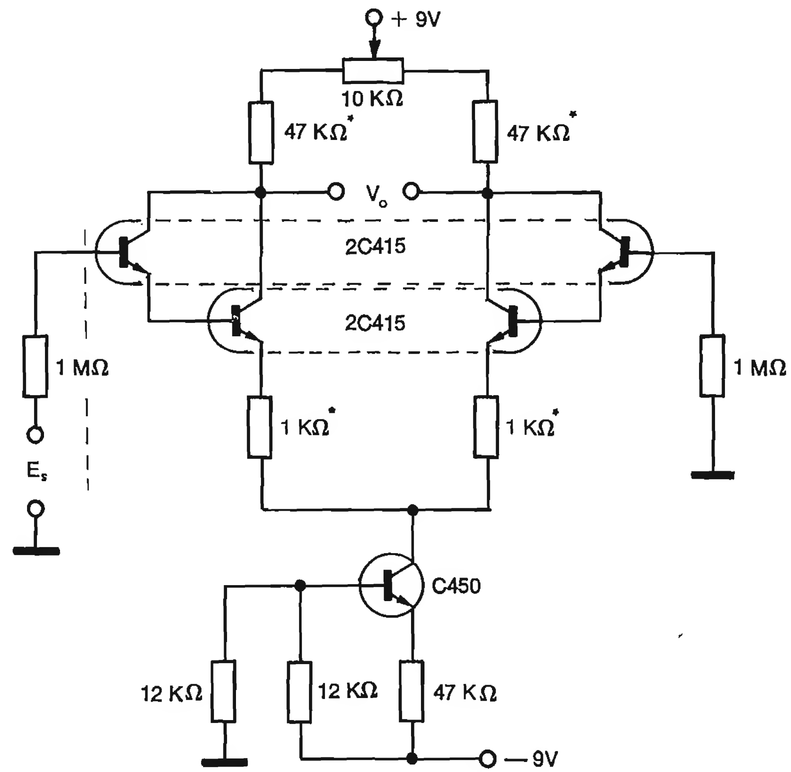


Fig. 4.3.4 - Amplificatore in corrente continua con ingresso Darlington

4.4 AMPLIFICATORE PER GALVANOMETRI

I galvanometri sono gli strumenti più comuni usati per misurare il bilanciamento di un ponte in continua. La sensibilità del galvanometro è uno dei fattori principali che determinano l'accuratezza con cui il bilanciamento di un ponte può essere ottenuto. Il circuito (fig. 4.4.1) descritto in questa sezione è un amplificatore che può essere usato per aumentare la sensibilità di un galvanometro di un fattore fino a 50, permettendo di ottenere un corrispondente aumento nella sensibilità del ponte.

Il circuito è un amplificatore differenziale che impiega il duale a basso livello e basso rumore 2C415 ed è progettato per essere alimentato da una batteria fluttuante a 4,5 ÷ 6 V. Con il commutatore S_1 nella posizione 1 la batteria è sconnessa dal circuito e il galvanometro è connesso direttamente ai terminali d'ingresso. Con il commutatore nella posizione 2 la batteria è connessa e la corrente da misurare produce una tensione che è amplificata e indicata dal galvanometro.

Prima dell'uso lo zero dell'amplificatore è regolato chiudendo il contatto a pulsante S_2, mettendo il contatto S_1 nella posizione 2 e regolando P_1 per un'indicazione nulla al galvanometro. In modo simile il bilanciamento del potenziometro P_2 è ottenuto con il contatto S_2 aperto, con gli ingressi del circuito aperti per l'azzeramento del galvanometro.

All'inizio di qualsiasi misura il potenziometro di controllo della sensibilità P_3 deve essere posto al valore minimo di resistenza per dare un minimo di sensibilità. Quando è ottenuto il bilanciamento la sensibilità può essere aumentata aumentando la resistenza di P_3.

NOTE

1. Di solito sarà più conveniente usare questo circuito con un'alimentazione a batteria. Se si deve usare una alimentazione a rete questa deve essere flottante rispetto ai terminali d'ingresso.
2. I resistori segnati con asterisco devono essere tipi ad alta stabilità all'1% . Tutti gli altri resistori sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

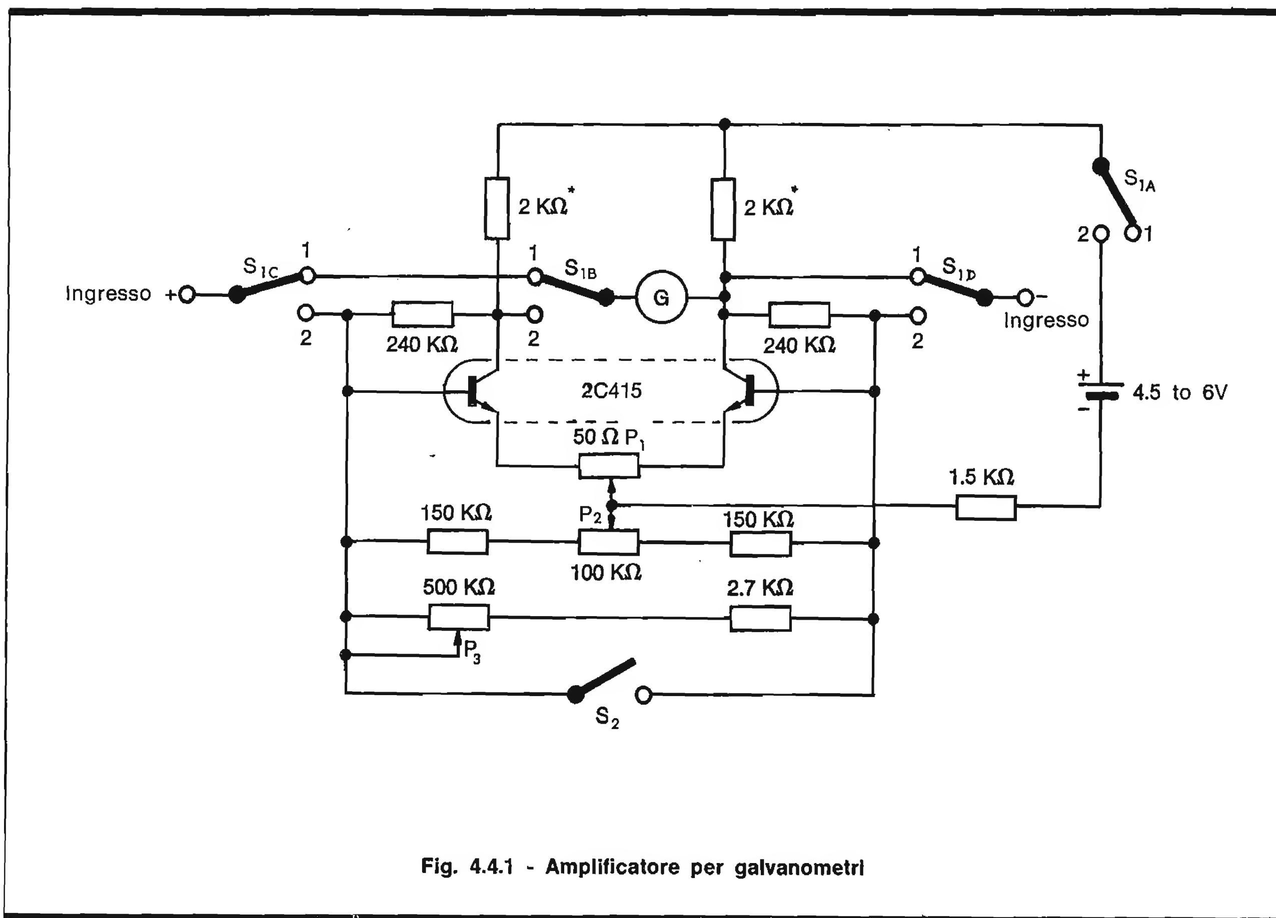


Fig. 4.4.1 - Amplificatore per galvanometri

4.5 AMPLIFICATORE PER TRASDUTTORI

Uno degli impieghi più comuni per gli amplificatori in corrente continua è amplificare la piccola tensione in uscita dai transistori, così come termocopie, estensimetri e termoresistenze. Il circuito (fig. 4.5.1) descritto in questa sezione ha caratteristiche molto buone ed è adatto per molte applicazioni di questo tipo.

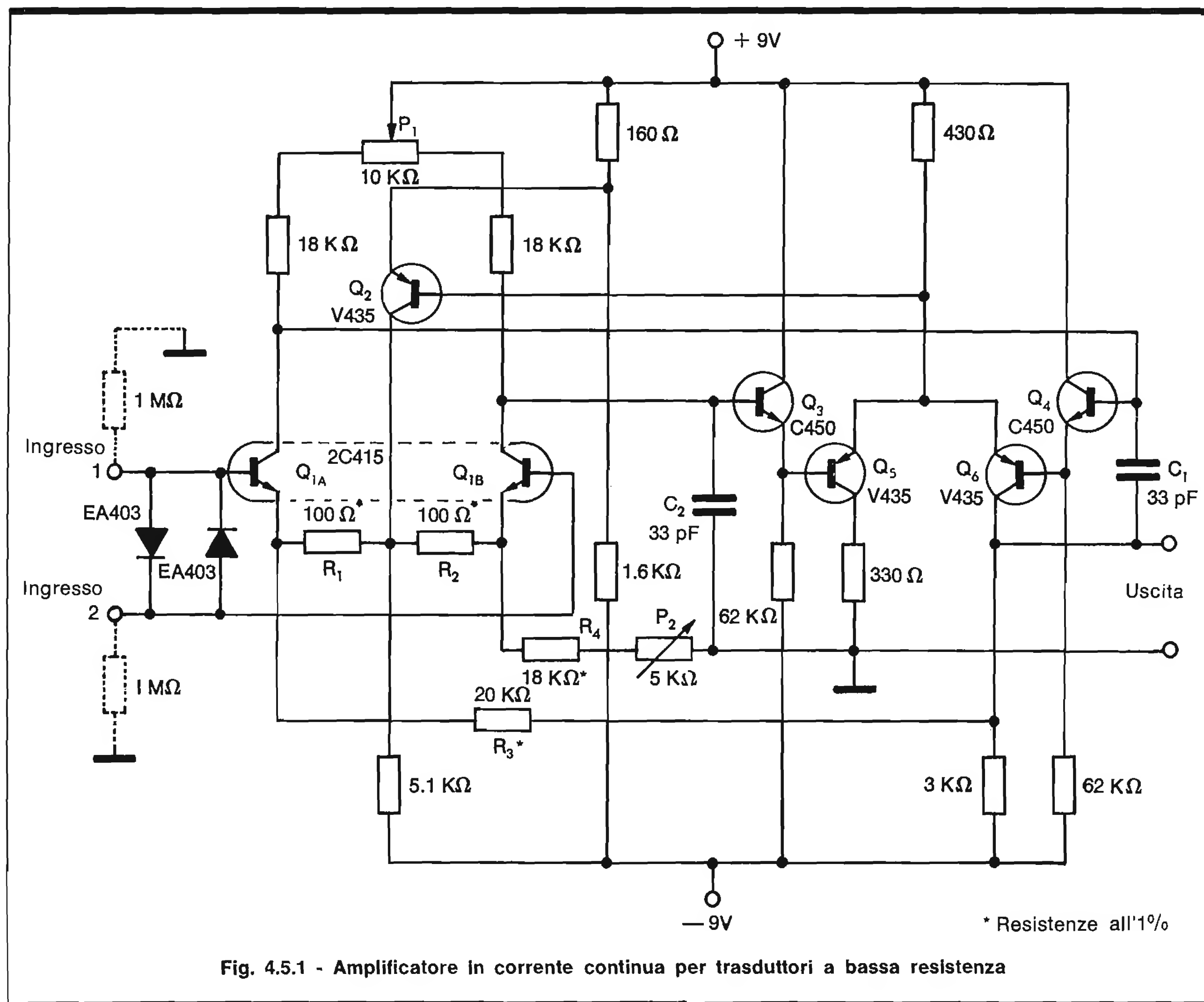


Fig. 4.5.1 - Amplificatore in corrente continua per trasduttori a bassa resistenza

Il circuito ha tre stadi amplificatori differenziali ed una controreazione negativa sia per i segnali differenziali che per quelli comuni.

Il potenziometro P_1 permette di azzerare la tensione di sbilanciamento all'ingresso. Il potenziometro P_2 permette di massimizzare la reiezione di modo comune sull'amplificatore.

Quando l'amplificatore è usato con un trasduttore flottante, i resistori da 1 MΩ (segnati con puntini nella figura 4.5.1) devono essere impiegati per procurare una chiusura a terra per le correnti di base dei transistori d'ingresso. Quando vi è collegamento a terra attraverso il trasduttore, questi resistori non sono necessari.

Le caratteristiche di questo amplificatore sono date in tabella 4.5.1.

NOTE

1. Resistori adatti per le posizioni segnate con un asterisco sono ad alta stabilità all'1%.

2. Un resistore adatto per le altre posizioni è il tipo 16 di produzione Erie; sono adatti anche altri tipi simili ad alta stabilità all'1% da 1/2 W.

Guadagno a spira aperta	76 dB
Guadagno a spira chiusa	46 dB
Banda passante a piccolo segnale (— 3 dB)	100 KHz
Dinamica max. di uscita	± 5 V
Risposta a piena potenza	80 KHz
Max. Velocità di variazione della tensione di uscita	5 V/μsec
Impedenza di ingresso diff. (f = 1 KHz)	3 MΩ
Impedenza di ingresso comune (f = 1 KHz)	10 MΩ
Corrente di ingresso di polarizzazione a 25°C	1 μA (max)
Sbilanciamento delle correnti di ingresso	0,5 μA
Deriva di tensione (0°C÷50°C)	15 μV/°C
Deriva di corrente (0°C÷50°C)	4 nA/°C
Max. tensione comune in ingresso	± 5 V
Reiezione di modo comune $R_3 = R_4$	75 dB
aggiustando P_2	100 dB
Tensione di rumore riferita in ingresso $R_S = 0$	15 μV p-p
($R_{S1} = R_{S2} = 10$ KΩ)	40 μV p-p
Sensibilità alle tensioni di alimentazione (positiva)	2,2 μV/%
(negativa)	20 μV/%
Assorbimento di corrente	18 mA

Tabella 4.5.1

4.6 AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

Gli amplificatori operazionali sono amplificatori in corrente continua progettati per essere impiegati con una controreazione dall'uscita all'ingresso. Con una scelta adeguata dei componenti del circuito di controreazione (resistenze, condensatori e qualche volta induttanze) l'amplificatore può essere usato per compiere operazioni matematiche come addizione, sottrazione, differenziazione ed integrazione. Gli amplificatori operazionali sono anche usati dove si richieda un'attenuazione o un'amplificazione precisa e come punto di partenza per molte applicazioni di generatori di forma d'onda.

L'amplificatore (fig. 4.6.1) descritto in questa sezione è stato progettato per dare le migliori caratteristiche possibili con l'impiego di transistori a basso costo senza

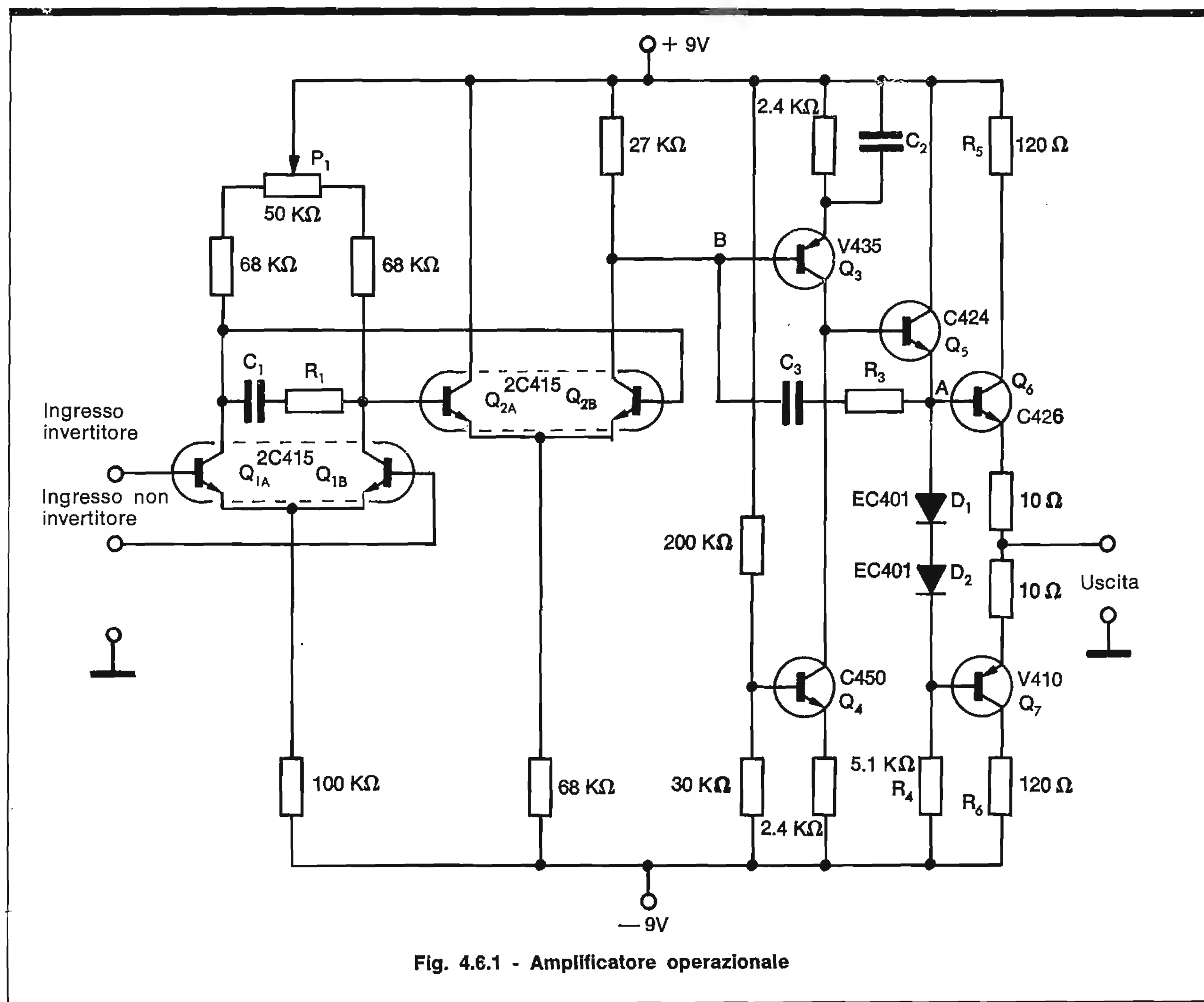


Fig. 4.6.1 - Amplificatore operazionale

complessità circuitali non necessarie. Quando si richiedono migliori prestazioni, viene raccomandato l'amplificatore integrato monolitico come il μA709. Una completa descrizione dell'amplificatore e delle sue applicazioni viene data nel manuale intitolato « Applicazioni di Microcircuiti Lineari » pubblicato dalla SGS-Fairchild.

L'amplificatore operazionale (fig. 4.6.1) ha un ingresso differenziale e uscita unica. Il potenziometro P_1 è usato per eliminare la tensione di squilibrio all'ingresso.

I componenti passivi R_1, C_1, C_2, R_3, C_3 sono usati per determinare la caratteristica di risposta in frequenza dell'amplificatore (fig. 4.6.2).

Le caratteristiche dell'amplificatore sono riunite nelle tabelle 4.6.1 e 4.6.2.

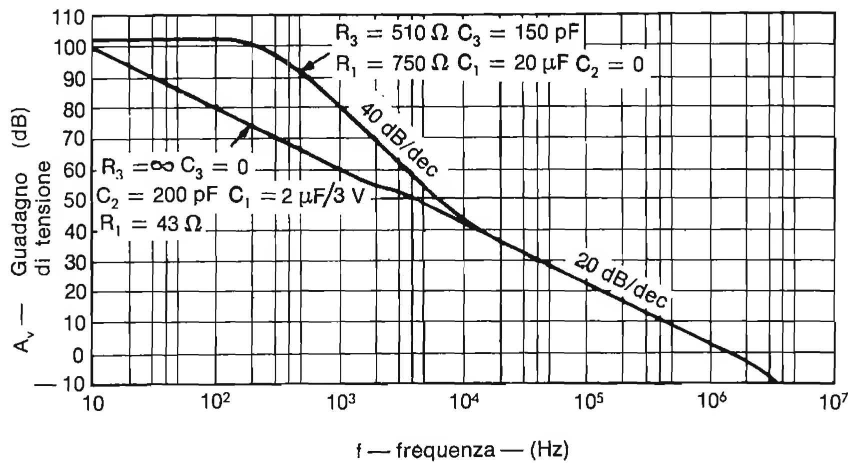


Fig. 4.6.2 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore operazionale

($R_1 = 43\ \Omega$, $C_1 = 2\ \mu F$, $C_2 = 200$ pF, $C_3 = 0$, $R_3 = \infty$)

Guadagno di tensione	100 dB
Banda passante a guadagno unitario	1 MHz
Risposta a piena potenza (± 5 V)	8 KHz
Dinamica di uscita (tensione)	± 5 V
(corrente)	± 20 mA
Max. velocità di variazione della tensione di uscita	0,25 V/µsec
Resistenza di ingresso diff.	100 KΩ
Resistenza di ingresso comune	10 MΩ
Capacità di ingresso	8 pF
Impedenza di uscita	50 Ω
Deriva di tensione	20 µV/°C
Corrente di polarizzazione 25°C	0,6 µA
Sbilanciamento delle correnti di polarizzazione	0,3 µA
Deriva di corrente	3 nA/°C
Max. dinamica comune in ingresso	± 4 V
Reiezione di modo comune (f = 5 Hz)	72 dB
Rumore riferito all'ingresso	
$R_S = 10$ KΩ, $R_F = 1$ MΩ	150 µV p-p
Assorbimento di corrente	4 mA
Sensibilità alle tensioni di alimentazione (positiva)	15 µV/%
(negativa)	23 µV/%

Amplificatore invertitore a guadagno unitario
($R_S = R_F = 10$ KΩ)

Banda passante a piccolo segnale (— 3 dB)	1 MHz
Risposta a piena potenza	8 KHz
Rumore totale	0,8 mV p-p
Carico capacitivo per dB di picco	20.000 pF

Tabella 4.6.1

(R_1 = 750 Ω, C_1 = 20.000 pF R_3 = 510 Ω, C_3 = 150 pF, C_2 = 0)	
Risposta a piena potenza	15 KHz
Max. velocità di variazione della tensione di uscita	0,4 V/μsec
Rumore totale (R_S = 10 KΩ, R_F = 1 MΩ, C_F = 30 pF)	10 μV p-p
Amplificatore invertitore a guadagno unitario (R_S = R_F = 10 KΩ)	
Banda passante a piccolo segnale (— 3 dB)	1 MHz
Risposta a piena potenza	15 KHz
Rumore totale	120 μV p-p
Carico capacitivo per 3 dB di picco	10.000 pF

Tabella 4.6.2

NOTE

1. Per molte applicazioni l'amplificatore sarà usato con i valori di R_1, C_1, C_2, R_3, C_3, dati nella tabella 4.6.1, che producono una caduta ad alta frequenza di 20 dB /decade. In qualche caso è vantaggioso usare i valori di componenti dati nella tabella 4.6.2. Questo permette di ottenere una migliore caratteristica di rumore e la possibilità di una più rapida variazione di tensione, ma introduce un overshoot nella risposta a una funzione a scalino quando il guadagno a spira chiusa è sui 30-40 dB. Se questo overshoot non è desiderato, può essere eliminato connettendo un piccolo condensatore C_F in parallelo con la catena di controreazioni resistiva dall'uscita all'ingresso.
2. Resistenze adatte sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

4.7 AMPLIFICATORE OPERAZIONALE A BASSA DERIVA DI CORRENTE

Alcuni amplificatori operazionali devono poter lavorare con resistenze di sorgente molto elevate ($R_S > 100\ k\Omega$) oppure con sorgenti di tipo capacitivo (sample and hold). In questi casi l'errore più grande è dato dalla corrente di polarizzazione e dalla sua deriva con la temperatura e nel tempo.

Utilizzando amplificatori ad accoppiamento diretto è necessario che i transistori di ingresso lavorino a livelli di corrente molto bassi ($I_C \leq 1\ \mu A$); è possibile utilizzare, ad esempio, i dispositivi 2C415 caratterizzati da elevati guadagni di corrente anche a livelli di polarizzazione così bassi.

A questi livelli di correnti di collettore la causa determinante sulla deriva di corrente risulta essere la corrente di fuga collettore base.

Un artificio che permette di eliminare, o quantomeno di ridurre di oltre un ordine di grandezza questo inconveniente consiste nell'imporre una tensione $V_{CB} = 0$ allo stadio di ingresso: infatti la giunzione collettore base polarizzata a zero, non è percorsa dalla corrente di fuga.

Va ricordato tuttavia che il coefficiente di temperatura della I_{cbo} vale circa 10%/°C contro quello della corrente di base che vale invece 1%/°C.

Nella fig. 4.7.1 è riportato lo schema di un amplificatore operazionale differenziale che presenta il primo stadio di concezione non tradizionale.

Infatti il primo stadio è costituito da un Darlington differenziale con uscita di tipo « cascode ».

Le prime due coppie Q_1, Q_2 e Q_3, Q_4 lavorano entrambe a V_{CB} prossima allo zero, anche al variare della temperatura, grazie alla presenza dei due diodi D_1 e D_2 e delle due giunzioni, base emettitore di Q_5 e Q_6.

Il transistore Q_7, introduce una reazione negativa per i segnali comuni, aumentando così la reiezione di modo comune.

Le capacità C_1 e C_2 definiscono la pendenza unica (6 db/ott.) nella funzione di trasferimento differenziale, mentre la capacità C_3 assieme alle resistenze R_2 e R_3 garantiscono la stabilità della spira per segnali comuni.

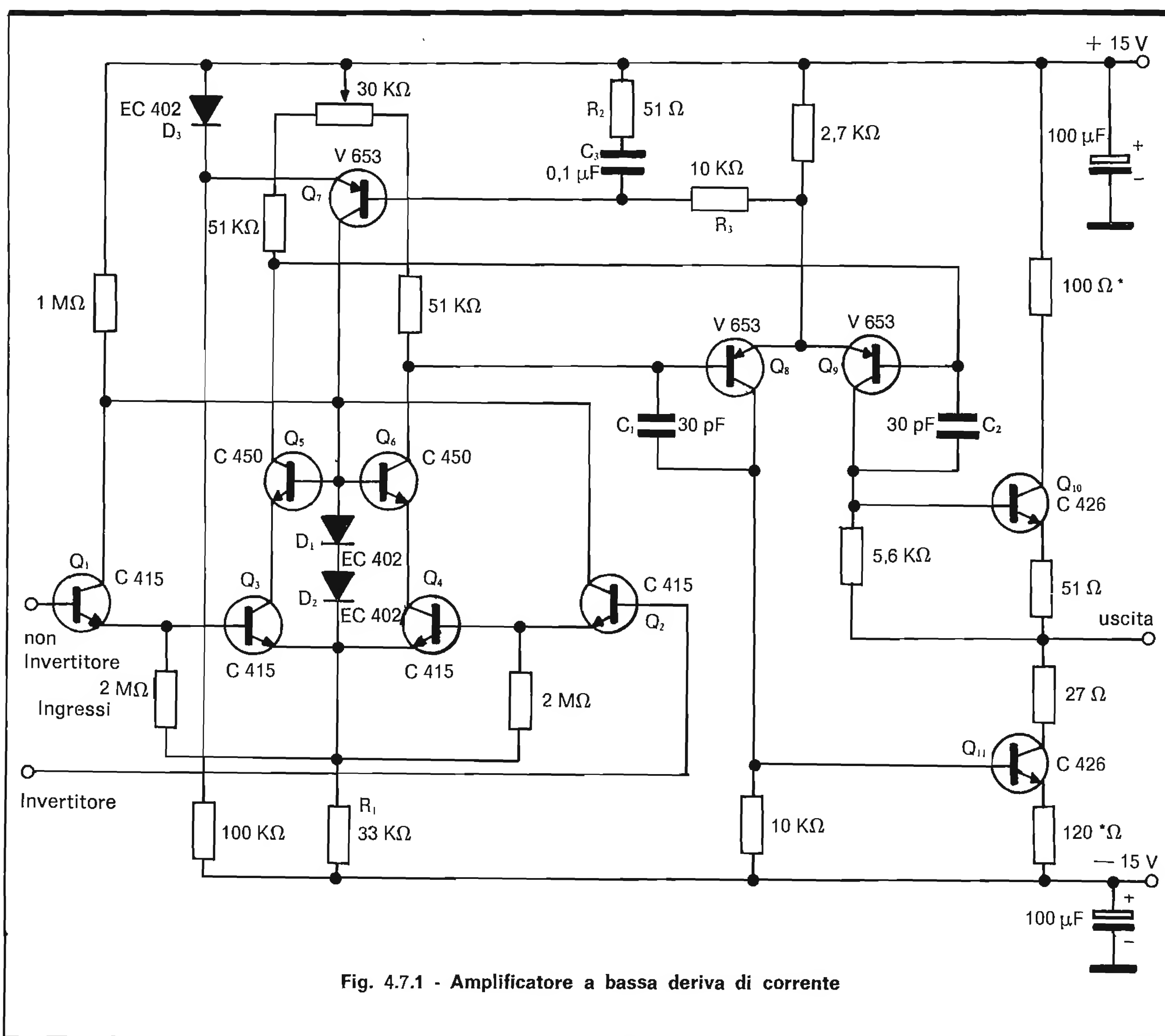


Fig. 4.7.1 - Amplificatore a bassa deriva di corrente

Prestazioni tipiche dell'amplificatore operazionale di fig. 4.7.1

Guadagno di tensione a spira aperta	75 db
Corrente di polarizzazione	15 nA
Sbilanciamento di tensione (pot. al centro)	20 mV
Sbilanciamento di corrente	5 nA
Deriva di tensione	35 μV/°C
Deriva di corrente (di polarizzazione)	200 pA/°C
Deriva di corrente (dello sbilanciamento)	70 pA/°C
Rumore di tensione (B = 0,01 ÷ 10 Hz)	15 μV pp
Rumore di corrente (B = 0,01 ÷ 10 Hz)	30 pApp
Massimo segnale comune in ingresso	24 Vpp
Reiezione di modo comune (c.c ÷ 20 Mz)	90 db
Pendenza massima della tensione di uscita	0,7V/μsec
Impedenza di uscita (c.c a spira aperta)	5 kΩ
Dinamica di uscita (R_L = 1k Ω)	± 10 V
Banda passante a piena potenza	6 kHz

Tabella 4.7.1

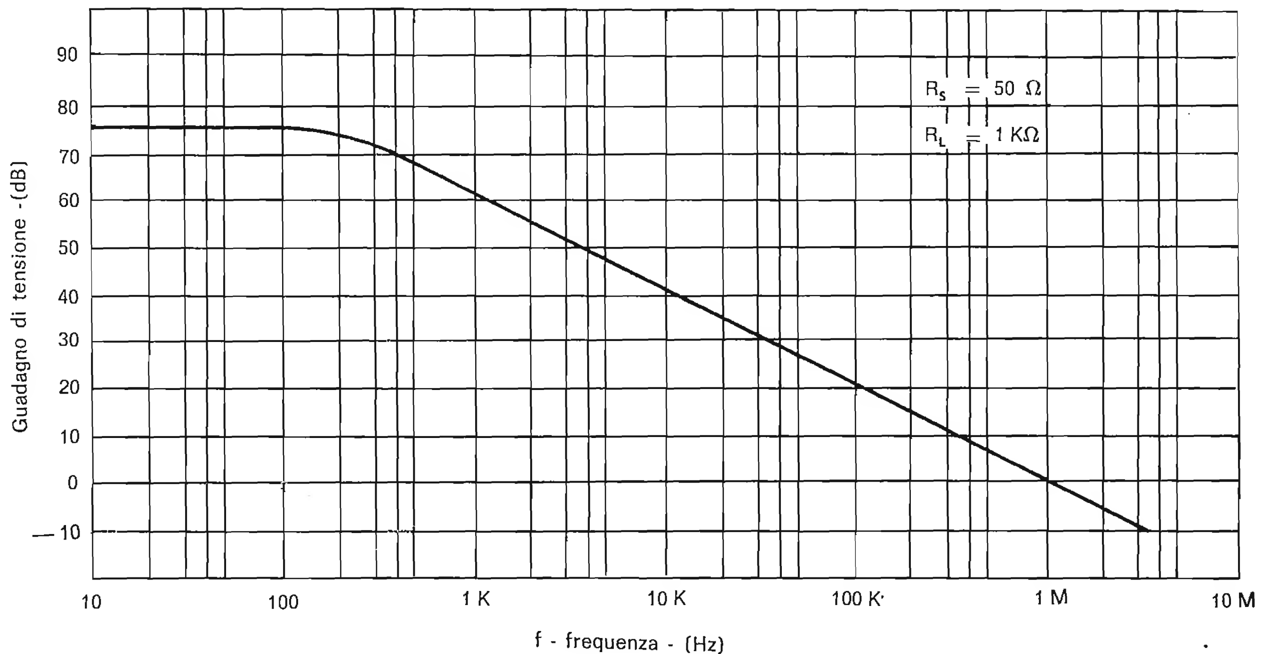


Fig. 4.7.2 - Funzione di trasferimento a spina aperta

Nella tabella N° 4.7.1 sono indicate le prestazioni tipiche più importanti di questo amplificatore, mentre nella fig. 4.7.2 è riportata la funzione di trasferimento a spira aperta, e nella fig. 4.7.3 la impedenza di uscita in funzione della frequenza.

NOTA

1. Le resistenze possono essere tutte di ¼ W al 10% tranne quelle indicate con un asterisco che devono essere da ½ W al 10 %.

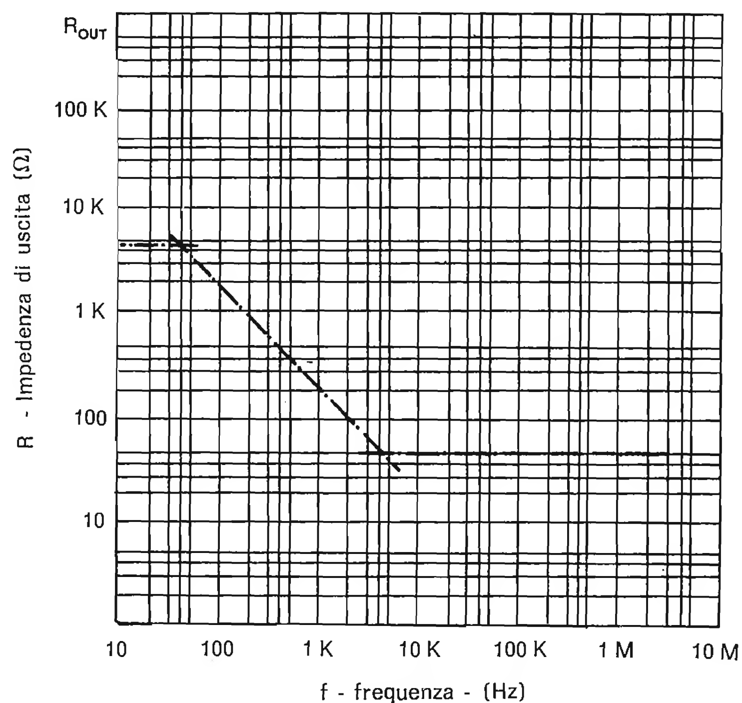


Fig. 4.7.3 - Impedenza di uscita in funzione della frequenza misurata a spira aperta

4.8 AMPLIFICATORE OPERAZIONALE DI POTENZA PER SERVOMECCANISMI

L'amplificatore proposto (fig. 4.8.1) può utilmente essere impiegato come amplificatore d'errore in sistemi di controllo, garantendo elevata precisione nella amplificazione, buona rapidità di risposta ed essendo in grado di erogare sufficiente potenza sul carico.

Nel progetto si è cercato di minimizzare tutte le cause di errore, quali, ad esempio, la deriva termica, il rumore, la sensibilità alle tensioni di alimentazione, garantendo contemporaneamente elevato guadagno a spira aperta, estesa banda passante e forti correnti massime in uscita.

Nella tabella N° 4.8.1 sono riportate le prestazioni tipiche dell'amplificatore con carico resistivo di 5 Ω. In fig. 4.8.2 e 4.8.3. sono riportati rispettivamente gli andamenti della impedenza di uscita a spira aperta e del guadagno in funzione della frequenza.

NOTE

1. Le resistenze indicate con un asterisco è necessario siano al 2% da 1/4 W e devono avere un coefficiente di temperatura ≤ 100 P.P.M./°C.
2. Le altre resistenze possono essere da 1/2 W 10% tranne la R_{13} e R_{14} che sono da 3 W al 10%.

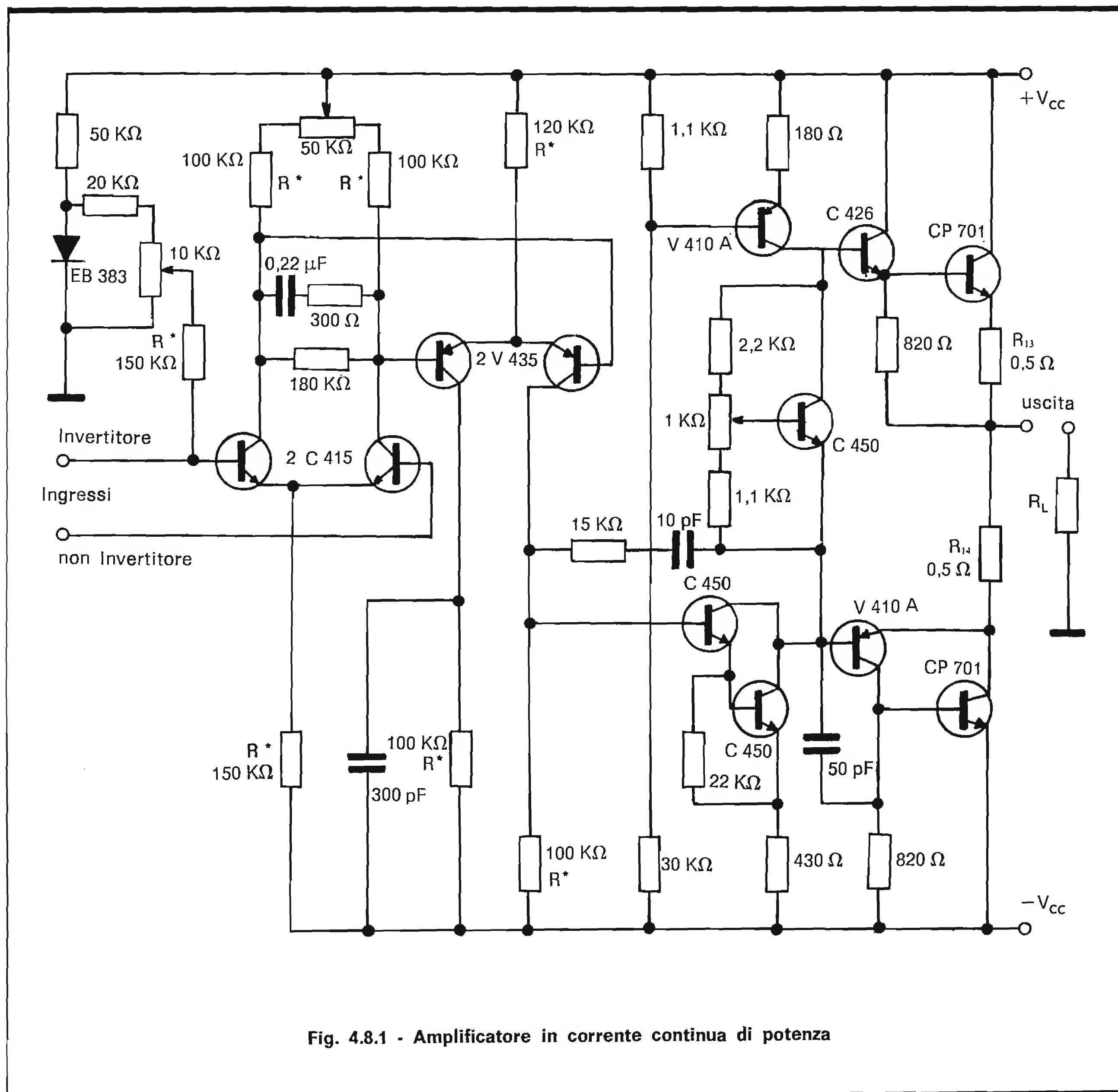


Fig. 4.8.1 - Amplificatore in corrente continua di potenza

Tensione di alimentazione	± 15 V
Banda passante a guadagno A_V unitario	0,5 MHz
Guadagno a spira aperta A_O ($R_L = 5\Omega$)	∾ 95 dB
Deriva di tensione riferita all'ingresso	10 μV/°C
Deriva di corrente riferita all'ingresso	3 nA/°C
Velocità di variazione della tensione di uscita	0,5 V/μs
Piena potenza sino a	6 kHz
Massima escursione della tensione di uscita	± 10 V
Massima escursione della corrente nel carico	± 2 A
Sensibilità alle variazioni della tensione di alimentazione positiva $V_{CC}+$	20 μV/V
Sensibilità alle variazioni della tensione di alimentazione negativa $V_{CC}-$	20 μV/V
Rumore riferito all'ingresso ($R_S = 1\ k\Omega$):	
(banda passante = 0,5 MHz)	50 μV eff.
(banda passante = 20 kHz)	50 μV pp
Impedenza d'ingresso	100 kΩ
Impedenza d'uscita	v. fig.
Temperatura ambiente ammessa	da 0 °C a 50 °C

Tabella 4.8.1

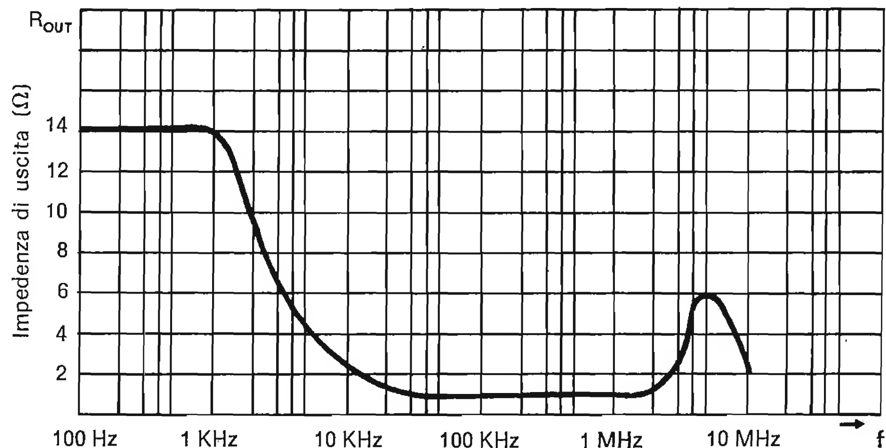


Fig. 4.8.2 - Impedenza d'uscita a spira aperta

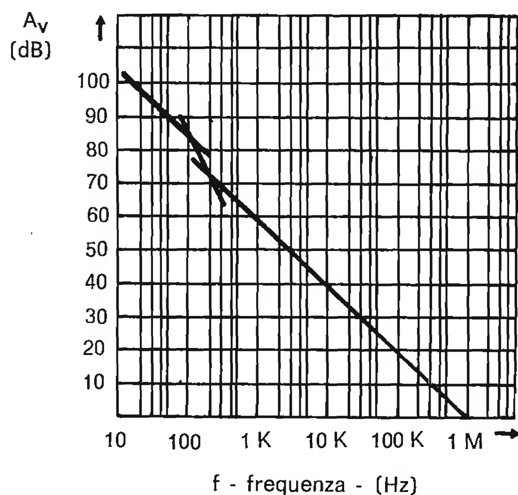


Fig. 4.8.3 - Guadagno a spira aperta con compensazione di frequenza

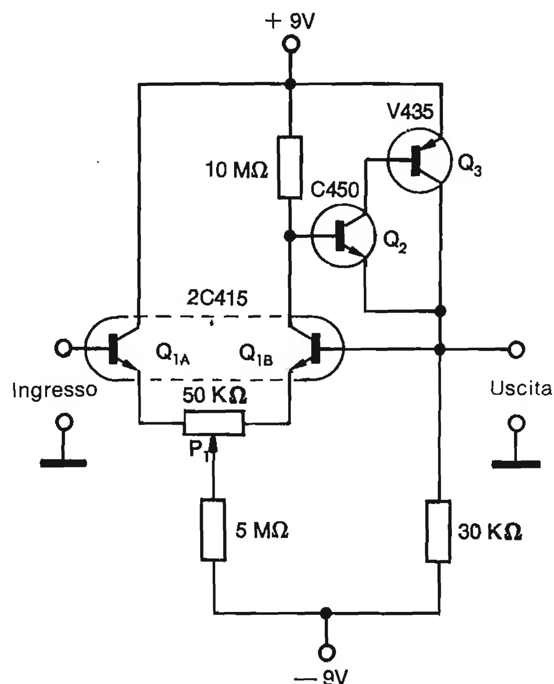


Fig. 4.9.1 - Adattatore d'impedenza

4.9 ADATTATORE D'IMPEDENZA D'INGRESSO

Il circuito (fig. 4.9.1) qui descritto ha un'impedenza di ingresso maggiore di 200 MΩ, un'impedenza di uscita di 50 Ω e guadagno unitario di tensione. Ha molte applicazioni nell'amplificazione di segnali da trasduttori ad elevatissime impedenze.

Questo adattatore d'impedenza consiste in un amplificatore differenziale con uno stadio di uscita a guadagno di corrente molto elevato di tipo NPN-PNP. E' usata una controreazione totale negativa per ottenere la impedenza d'ingresso molto elevata.

Il potenziometro P_1 è usato per portare la tensione di uscita allo zero quando la tensione d'ingresso è zero.

Le caratteristiche del circuito sono date nella tabella 4.9.1.

NOTA

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

Assorbimento di corrente (in assenza di segnale)	0,3 mA
Guadagno di tensione	1
Banda passante a piccolo segnale (—3 dB)	150 KHz
Risposta a piena potenza (5 V p-p)	1 KHz
Impedenza di uscita	50 Ω
Resistenza di ingresso	> 200 MΩ
Corrente di ingresso (25 °C)	30 nA
Deriva di corrente	300 pA/°C
Deriva di tensione	150 μV/°C
Rumore totale	
$R_S = 0$	0,2 mV p-p
$R_S = 1$ MΩ	0,4 mV p-p
Sensibilità alle tensioni di alimentazione (positiva)	1,7 mV/%
(negativa)	1,2 mV/%

Tabella 4.9.1

4.10 ADATTATORE DI IMPEDENZA DI USCITA

Molto spesso gli amplificatori in continua devono pilotare dei carichi piuttosto considerevoli per cui si richiede l'impiego in cascata all'amplificatore stesso di un adattatore di impedenza di uscita (Booster), normalmente a guadagno di tensione unitario, che sia in grado di fornire al carico la potenza richiesta.

È buona norma racchiudere l'adattatore di uscita allo interno della spira dell'amplificatore operazionale, in modo che gli errori del blocco finale vengano ridotti dagli effetti della reazione negativa.

In fig. 4.10.1 viene indicata la connessione più frequentemente utilizzata tra amplificatore operazionale ed adat-

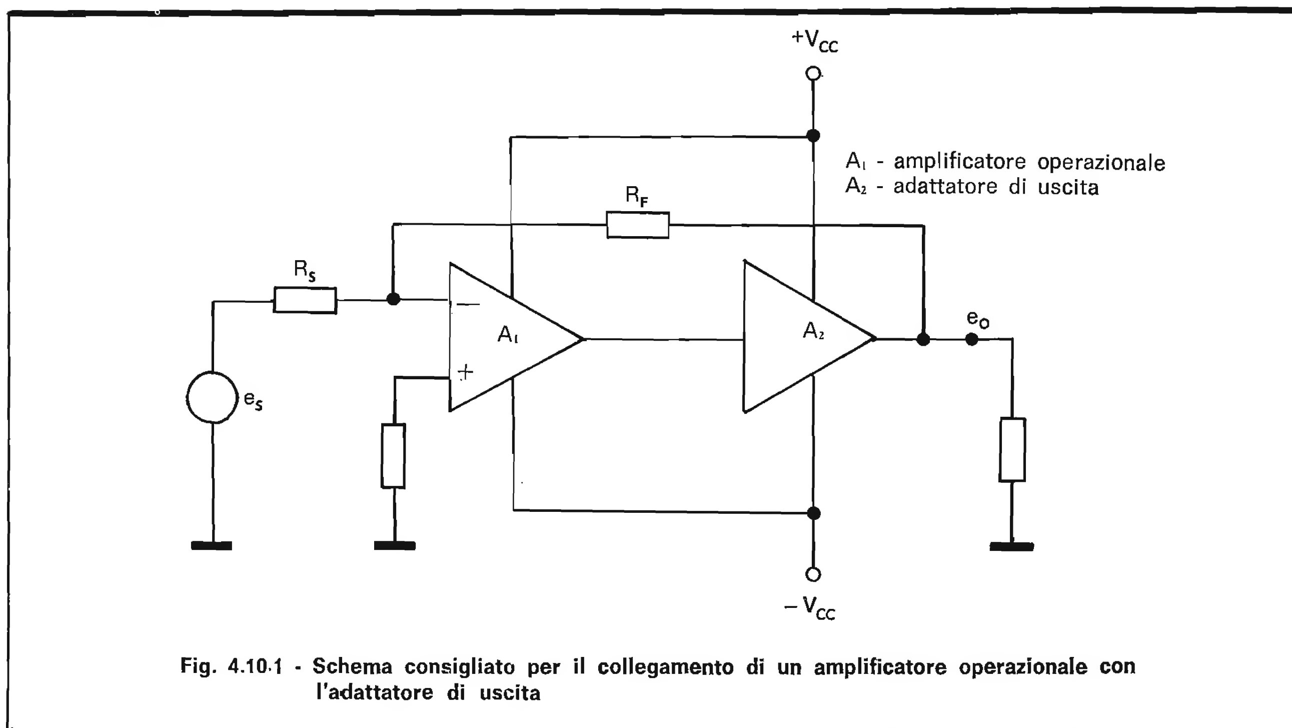


Fig. 4.10.1 - Schema consigliato per il collegamento di un amplificatore operazionale con l'adattatore di uscita

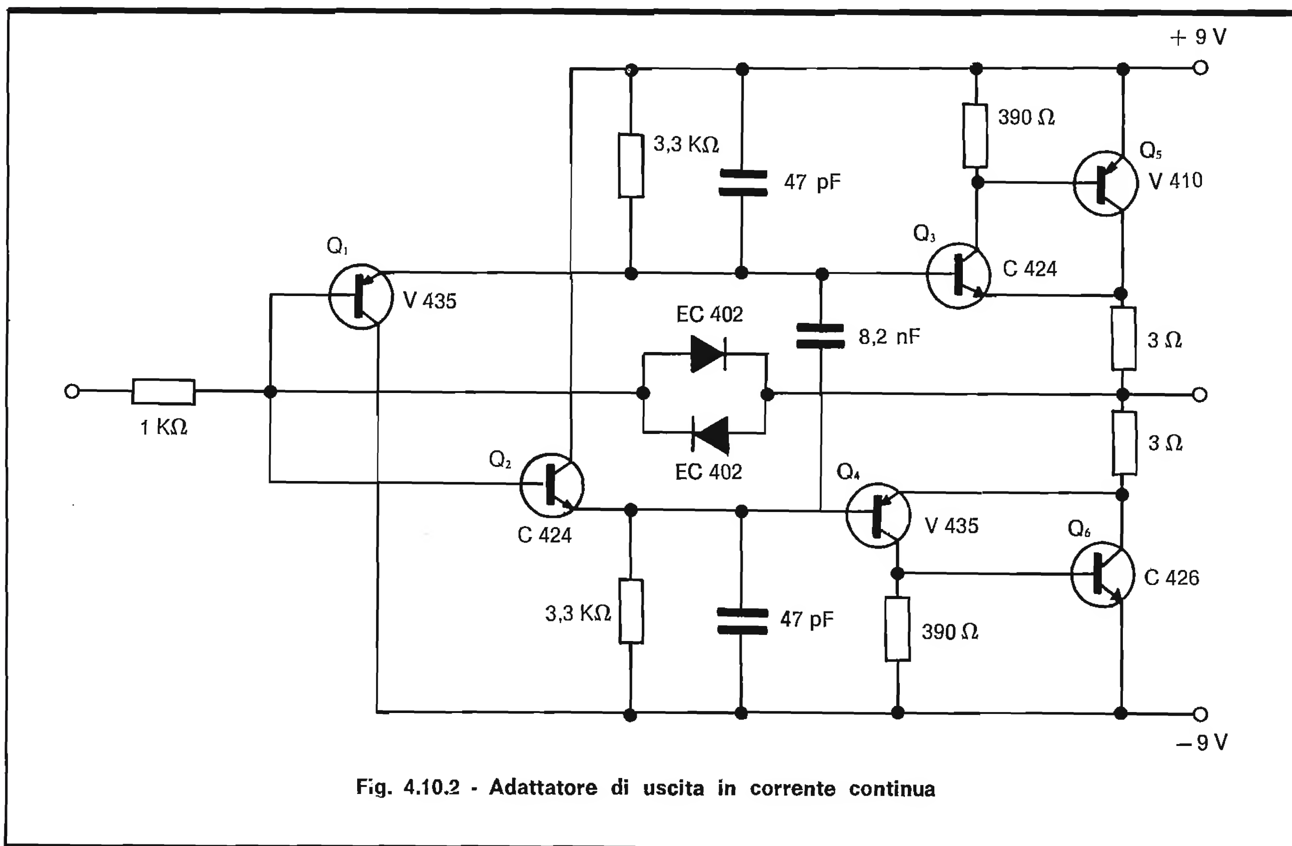


Fig. 4.10.2 - Adattatore di uscita in corrente continua

tatore di uscita.

Si noti che questa connessione richiede che l'adattatore di uscita abbia una risposta in frequenza completamente piatta, fin oltre il prodotto banda guadagno dello operazionale che lo precede, allo scopo di garantire la stabilità in tutte le condizioni di controreazione.

In fig. 4.10.2 è riportato lo schema di un adattatore di uscita a guadagno di tensione unitario che è adatto ad essere utilizzato con gli amplificatori in continua descritti nelle sezioni 4.5, 4.6, 4.8.

Le prestazioni tipiche principali sono:

banda passante a piccolo segnale (—3db)	10 kHz
banda passante a grande segnale	200 kHz
guadagno di tensione (a vuoto)	0,99
guadagno di corrente	30000
impedenza di ingresso	300 kΩ//17pF
impedenza di uscita	3Ω
tempo di salita (± 5Vpp: R_L = 50Ω)	50 nsec
assorbimento a vuoto	10 mA
max dinamica di uscita (R_L = 50Ω)	± 7 V
distorsione (V_{IN} = 5Veff R_L = 50Ω)	0,5%

Nella fig. 4.10.3 viene indicata la banda passante a vuoto ed in presenza dei carichi capacitivi in uscita più critici per la sua stabilità.

Nella fig. 4.10.4 e 4.10.5 sono riportate rispettivamente la banda passante a piena potenza e l'impedenza di uscita in funzione della frequenza.

I diodi D_1 e D_2 limitano la corrente di uscita in caso di corto circuito accidentale.

Si tenga presente che allo scopo di non limitare la corrente massima di uscita con il carico nominale di 50Ω la protezione di corrente è valida per cortocircuiti di durata limitata ad alcuni secondi.

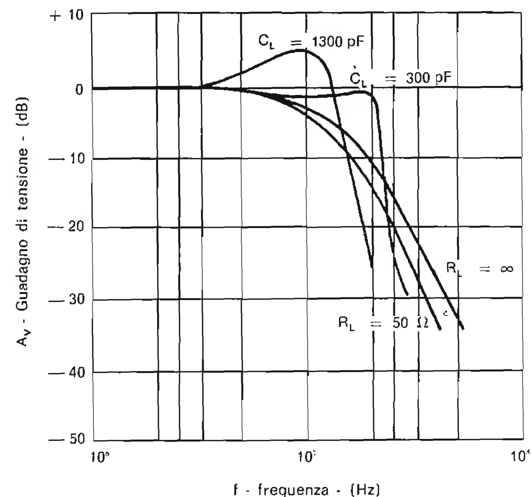


Fig. 4.10.3 - Banda passante per diversi carichi

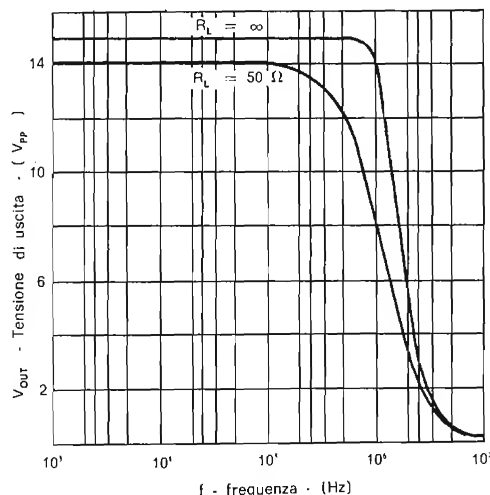


Fig. 4.10.4 - Massima dinamica in funzione della frequenza

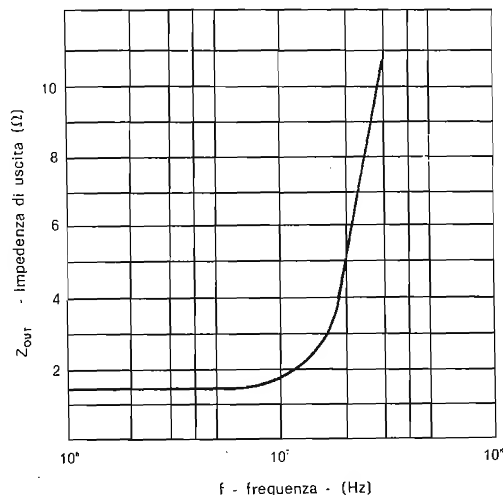


Fig. 4.10.5 - Impedenza di uscita in funzione della frequenza

4.11 AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE IN CORRENTE CONTINUA AD ALTISSIMA IMPEDENZA D'INGRESSO

L'amplificatore (fig. **4.11.1**) qui descritto ha eccellenti caratteristiche, benchè impieghi transistori di basso costo, e non è inutilmente complicato. Ha molte applicazioni, particolarmente quando è richiesta un'amplificazione dell'uscita di trasduttori ad elevata impedenza.

Il potenziometro P_1 è usato per portare la tensione di uscita a zero quando entrambe le tensioni d'ingresso sono a zero. Il potenziometro P_2 può essere usato per ottenere il massimo della reiezione di modo comune.

Le caratteristiche dell'amplificatore sono riassunte nella tabella **4.11.1**.

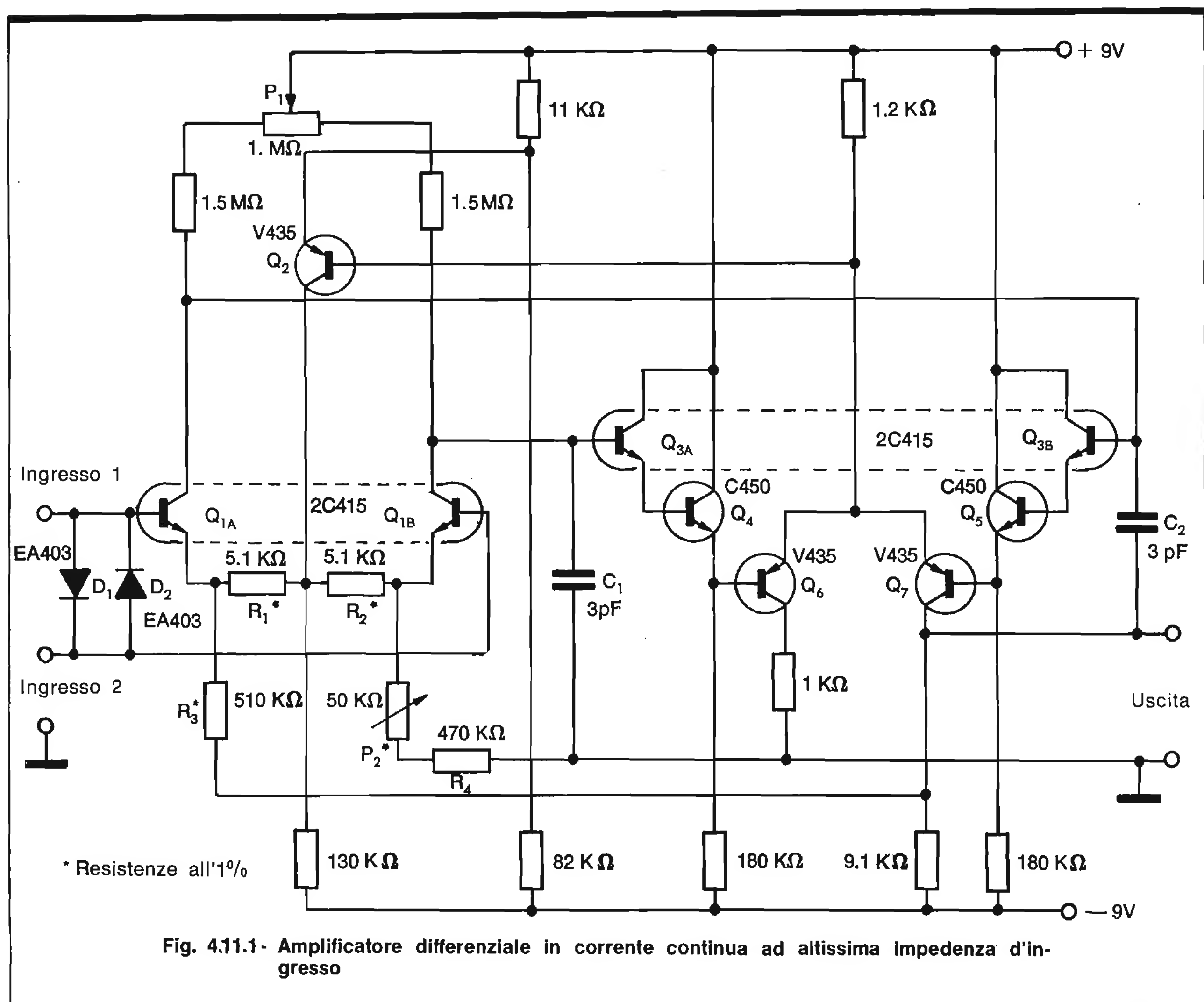


Fig. 4.11.1 - Amplificatore differenziale in corrente continua ad altissima impedenza d'ingresso

Guadagno a spira aperta	82 dB
Guadagno a spira chiusa	40 dB
Banda passante a piccolo segnale (— 3 dB)	40 KHz
Risposta a piena potenza (± 5 V)	15 KHz
Max. tensione comune in ingresso	± 5 V
Dinamica di uscita	± 5 V
Max. velocità di variazione della tensione di uscita	1 V/µsec
Reiezione di modo comune ($R_3 = R_1$, f = 100 Hz)	73 dB
con aggiustamento di P_2 (f = 100 Hz)	92 dB
Impedenza di ingresso diff. (f = 100 Hz)	80 MΩ
Impedenza di ingresso comune (f = 100 Hz)	> 100 MΩ
Impedenza di uscita (f = 100 Hz)	100 Ω
Corrente di polarizzazione	20 nA
Sbilanciamento delle correnti di polarizzazione	12 nA
Deriva di corrente (0°C÷50°C)	150 pA/°C
Deriva di tensione	20 µV/°C
Rumore totale riferito all'ingresso ($R_{S1} = R_{S2}$ = 10 KΩ)	35 µV p-p
Sensibilità alle tensioni di alimentazione ($R_{S1} = R_{S2}$ = 10 KΩ) (positiva)	5 µV/%
(negativa)	25 µV/%

Tabella 4.11.1

NOTE

1. Resistenze adatte per le posizioni indicate con asterisco sono ad alta stabilità all'1% di tolleranza.

2. Resistenze adatte per le altre posizioni sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

4.12 VOLTMETRO ELETTRONICO IN CORRENTE CONTINUA

L'adattatore d'impedenza descritto nella sezione 4.9 può essere impiegato come base per un voltmetro ad elevatissima impedenza d'ingresso (fig. 4.12.1). Connettendo uno strumento a indice da 100 μA di fondo scala nella catena di controreazione, si possono misurare tensioni fino a 1,5 V. Il divisore di tensione all'ingresso permette che esso venga usato per misurare tensioni più elevate.

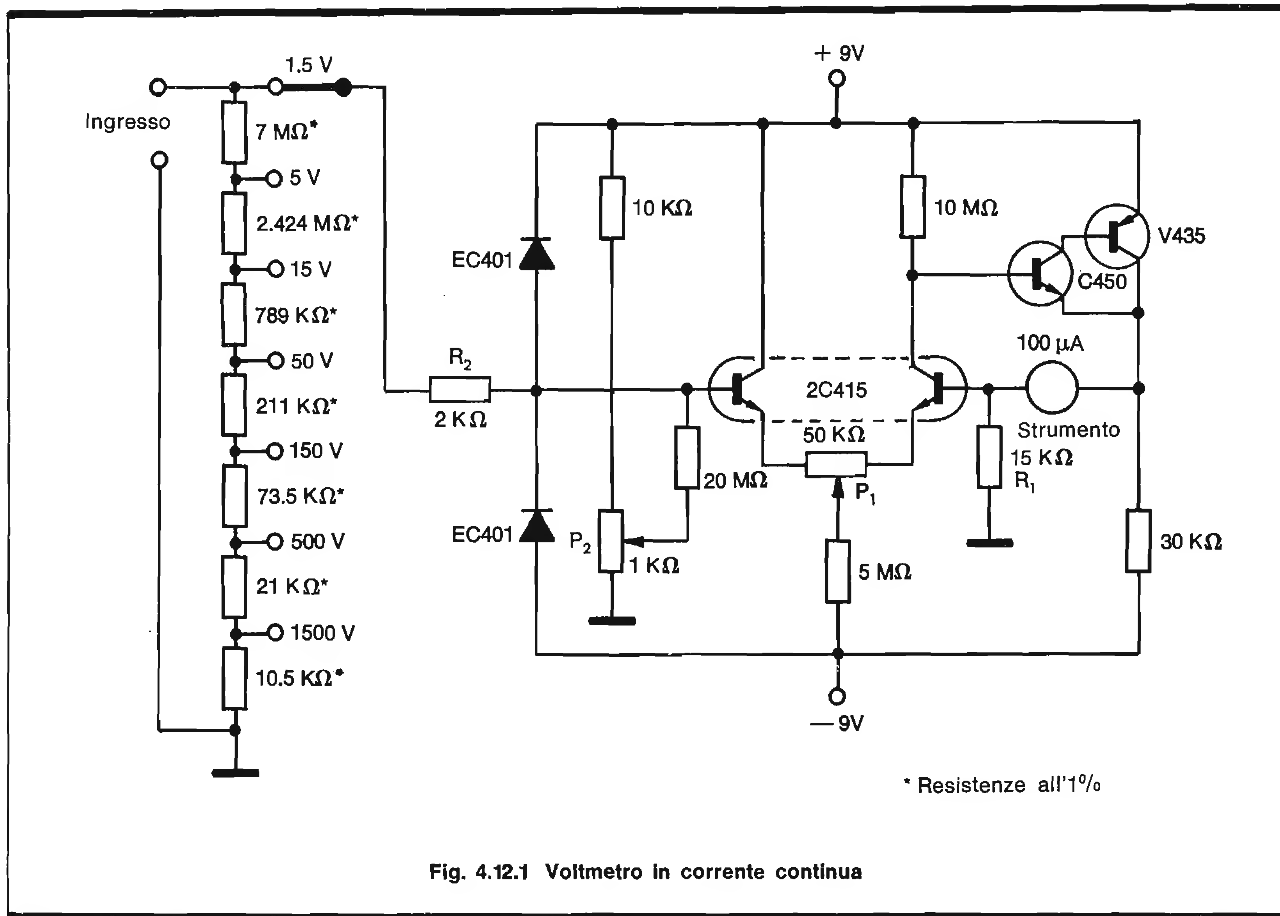


Fig. 4.12.1 Voltmetro in corrente continua

Il potenziometro P_1 è usato per azzerare lo strumento quando l'ingresso è connesso a terra con una resistenza a basso valore. Similmente il potenziometro P_2 è usato per azzerare lo strumento quando l'ingresso è connesso a terra con una resistenza ad alto valore. Con un'opportuna regolazione dei due potenziometri si possono ottenere letture accurate in un'ampia gamma di resistenze di sorgente.

I due diodi EC401 proteggono l'amplificatore dai sovraccarichi.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 4.12.1.

NOTE

1. I resistori del partitore di tensione sono per necessità valori non standard. L'accuratezza del divisore di tensione dipende dall'accuratezza del valore di queste resistenze.

2. Altri resistori non sono critici e possono essere al 5% di tolleranza, da 1/2 W.

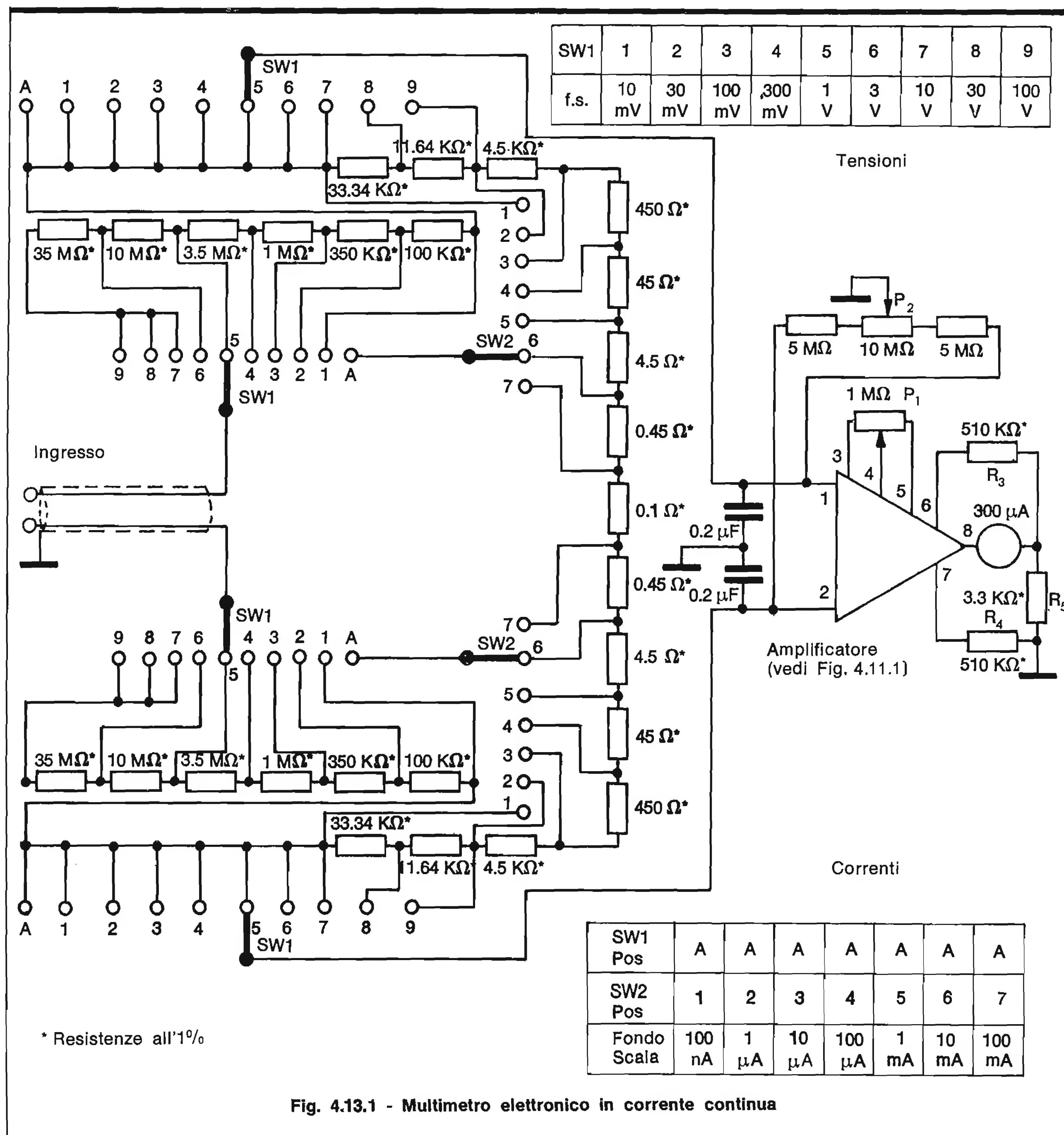
Portate	1,5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V fondo scala
Precisione	± 2% fondo scala
Resistenza di ingresso	6,6 MΩ nella portata 1,5 V fondó scala ≥ 10 MΩ nelle altre portate
Stabilità con la temperatura	0,4‰/°C
Sensibilità alle tensioni di alimentazione	≤ 1% per variazioni del 10% della tensione di alimentazione
Variazione della temperatura ambiente	0°C ÷ 50°C

Tabella 4,12.1

4.13 MULTIMETRO ELETTRONICO IN CORRENTE CONTINUA

L'amplificatore in continua ad alta impedenza d'ingresso (fig. 4.11.1) può essere usato come base di un multimetro in continua con un fondo scala di 10 mV e 100 nA minimo. Con l'impiego di un'adeguata rete di resistenze qualsiasi tensione e corrente possono essere misurate.

Il circuito qui descritto (fig. 4.13.1) ha una resistenza d'ingresso di 10 MΩ/V nella scala delle tensioni e una caduta di 10 mV sulla scala delle correnti.



SW1	1	2	3	4	5	6	7	8	9
f.s.	10 mV	30 mV	100 mV	300 mV	1 V	3 V	10 V	30 V	100 V

SW1 Pos	A	A	A	A	A	A	A
SW2 Pos	1	2	3	4	5	6	7
Fondo Scala	100 nA	1 µA	10 µA	100 µA	1 mA	10 mA	100 mA

Fig. 4.13.1 - Multimetro elettronico in corrente continua

I potenziometri P_1 e P_2 sono impiegati per azzerare lo strumento quando l'attenuatore d'ingresso è situato nella posizione di 10 mV e l'ingresso è rispettivamente in corto circuito e in circuito aperto.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 4.13.1.

VOLTMETRO	
Portate	10 - 30 - 100 - 300 mV - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 V
Resistenze di ingresso	10 MΩ/V fino a 100 MΩ e poi costante
AMPEROMETRO	
Portate	0,1 - 1 - 10 - 100 μA - 1 - 10 - 100 mA
Caduta di tensione tra gli ingressi	10 mV
VARIE	
Alimentazione	± 9 V
Consumo	2,6 mA
Precisione (25 °C)	2%
Stabilità con le temperature	0,35%/°C
Sensibilità alle tensioni di alimentazione	≤ 1% per una variazione del 10% delle tensioni di alimentazione

Tabella 4.13.1

NOTE

1. I resistori segnati con asterisco determinano l'accuratezza dello strumento. La nota 1 della sezione 4.12 viene ripetuta.
2. Gli altri resistori non sono critici e possono essere da 1/2 W al 5% di tolleranza.

5. AMPLIFICATORI PER IMPULSI E VIDEO

5.1 INTRODUZIONE

Gli amplificatori per impulsi e gli amplificatori video sono essenzialmente amplificatori ad ampia banda in corrente alternata progettati per ridurre al minimo l'oscillazione smorzata della tensione di uscita quando amplificano impulsi.

Sono largamente usati in televisione e nei sistemi radar e, meno frequentemente, in altre applicazioni dove si richiede l'amplificazione di impulsi a basso livello.

In questa sezione si descrive un amplificatore per impulsi per impiego generale che può essere usato sia da solo che, quando è richiesta una tensione di uscita più elevata, in unione con uno stadio ad alta tensione di uscita.

5.2 AMPLIFICATORE PER IMPULSI D'IMPIEGO GENERALE

L'amplificatore di impiego generale per impulsi (o video) (fig. 5.2.1) è progettato per funzionare con un'impedenza di sorgente di 50 Ω ed ha una larghezza di banda di 50 MHz.

Il circuito è una configurazione cascode in cui il segnale di ingresso è applicato alla base del transistore a emettitore comune e di seguito amplificato in uno stadio a base comune. Entrambi i transistori sono i P346A che hanno un alto guadagno in un campo molto ampio di correnti e una frequenza di taglio molto alta.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 5.2.1.

Guadagno di tensione (a 1 MHz)	20 dB
Banda passante (— 3 dB con 1,5 V picco-picco in uscita)	100 Hz a 50 MHz
Dinamica di uscita (a 20 KHz con 10% di distorsione)	2 volt picco-picco

Tabella 5.2.1

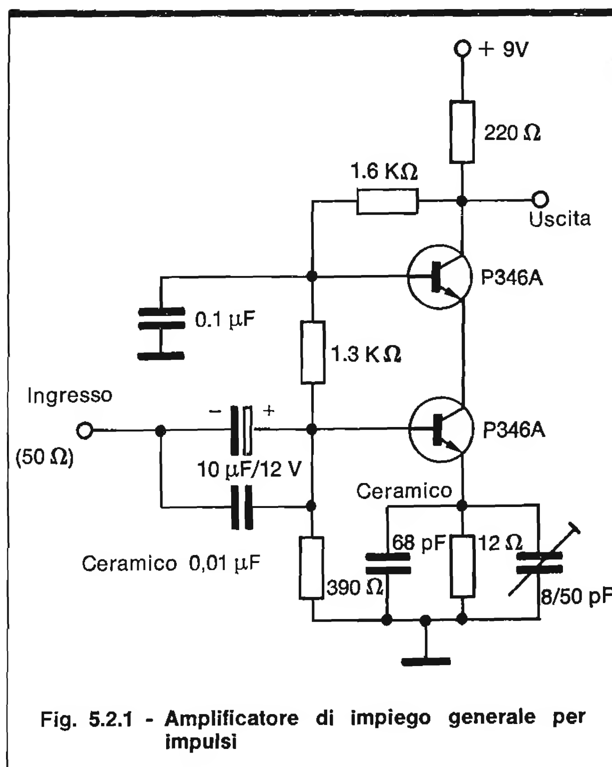


Fig. 5.2.1 - Amplificatore di impiego generale per impulsi

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

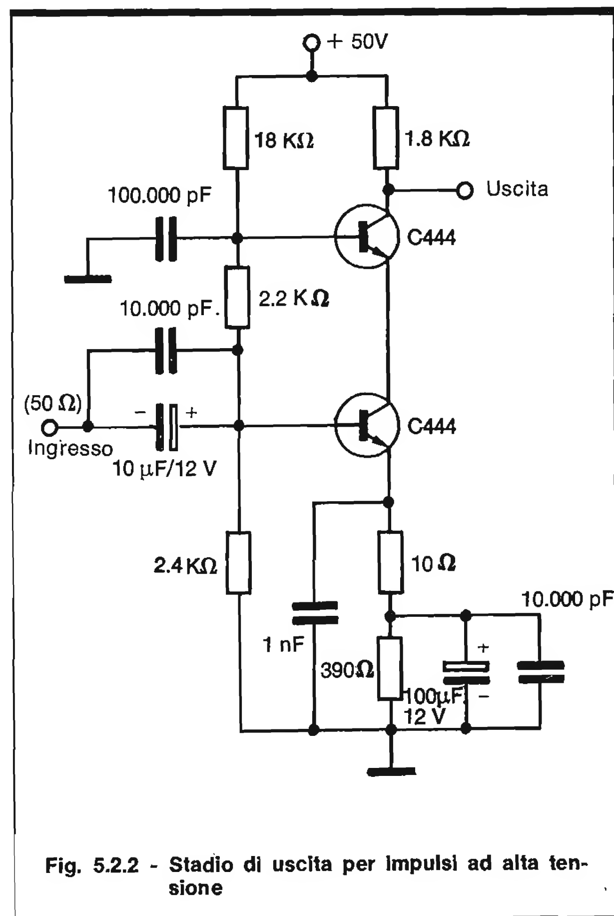


Fig. 5.2.2 - Stadio di uscita per impulsi ad alta tensione

2. Suggeriamo i seguenti condensatori fissi:
   Erie tipo 68 pF ceramica
   Hunts tipo AD 6000 0,01 μF 12 V
   Hunts tipo PW 109 10 μF 12 V
   Hunts tipo 0,1 μF ceramica
3. Un condensatore variabile adatto è il tipo 557 E di produzione Erie, o tipi simili.
4. Il condensatore variabile è usato per ottenere il minimo tempo di salita all'uscita.

L'amplificatore base per impulsi di fig. 5.2.1 può essere usato sia da solo che in unione con lo stadio ad alta tensione di uscita (fig. 5.2.2). Le caratteristiche dello stadio di uscita sono riassunte nella tabella 5.2.2.

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

Guadagno di tensione (a 1 MHz)	40 dB
Banda passante (— 3 dB con 6 V picco-picco)	100 Hz a 30 MHz
Max. dinamica di uscita a 20 KHz con 3% di distorsione	30 volt
Max. velocità di variazione della tensione di uscita	2,5 V/nsec

Tabella 5.2.2

6. OSCILLATORI

6.1 INTRODUZIONE

Questa sezione dà i dettagli di diversi tipi di oscillatori comunemente usati in apparecchiature elettroniche.

Tutti gli oscillatori consistono fondamentalmente di un amplificatore con una controreazione positiva dall'uscita all'ingresso (fig. 6.1.1).

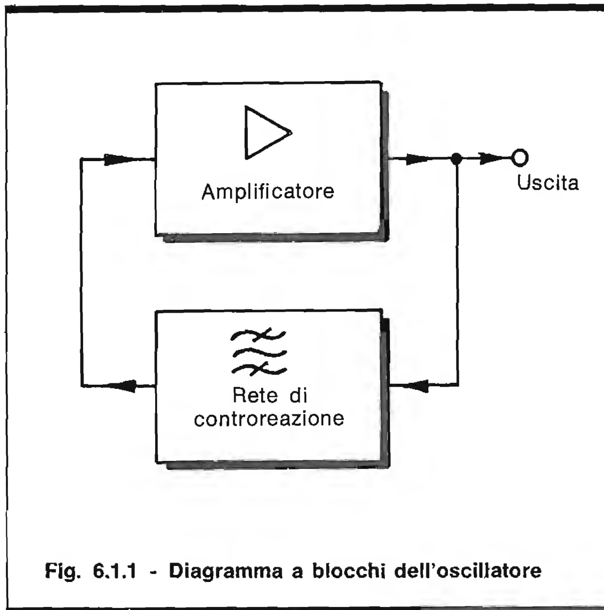


Fig. 6.1.1 - Diagramma a blocchi dell'oscillatore

La catena di controreazione usa combinazioni di resistenze e condensatori (RC), o di capacità e induttori (LC), o, nel caso che si richiedano un'elevata precisione di frequenza e stabilità, un cristallo di quarzo.

In generale gli oscillatori che usano un circuito LC per stabilire la frequenza hanno una precisione e una stabilità di frequenza maggiori di quelli che usano circuiti RC. Ciò è dovuto al fatto che la frequenza dei primi è circa proporzionale a $1/\sqrt{LC}$, mentre quella degli ultimi è circa proporzionale a $1\sqrt{RC}$.

A basse frequenze le induttanze sono grandi e costose e vengono perciò preferiti i circuiti RC.

E' importante notare che la frequenza di tutti gli oscillatori dipende dal carico sul circuito determinante la frequenza. Per ottenere alta stabilità l'amplificatore che genera le oscillazioni deve avere un alto guadagno e si deve inserire un amplificatore separatore tra l'oscillatore e il suo carico.

6.2 OSCILLATORI RC

Il circuito semplice (fig. 6.2.1) è un esempio di un oscillatore RC a spostamento di fase. Con i valori di componenti illustrati la frequenza dell'oscillazione è approssimativamente 100 KHz. L'oscillazione ad altre frequenze

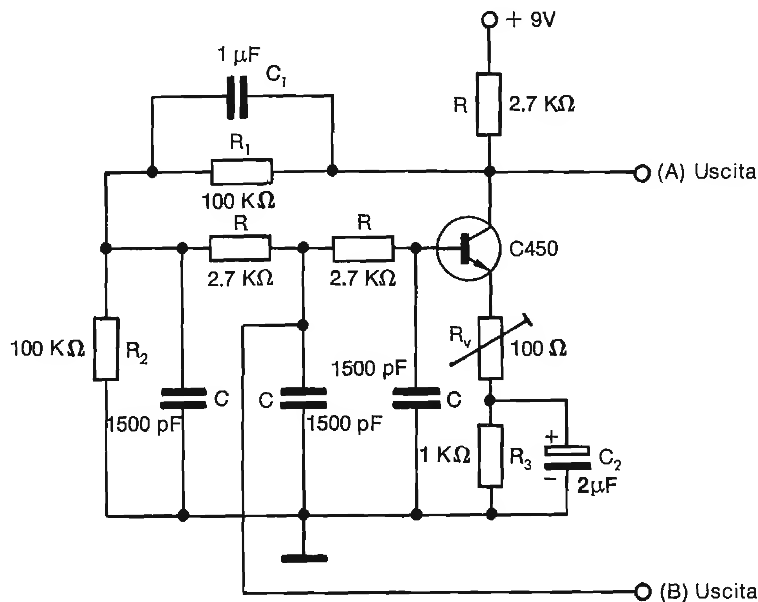


Fig. 6.2.1 - Oscillatore a spostamento di fase (100KHz)

può essere ottenuta modificando i valori di R e di C secondo l'equazione

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \quad \frac{1}{RC}$$

Si raccomanda che il valore di R sia nell'interno di 2,7 KΩ e che solo il valore di C varii. Quando sono necessari elevati valori di C, i valori di C_1 e C_2 devono essere aumentati in modo che la relazione

$$C_1 = C_2 \geq 10C$$

sia mantenuta.

L'uscita può essere presa sia dal punto A che dal punto B (fig. 6.2.1). Per evitare che il carico alteri la frequenza dell'oscillazione il carico al punto A deve essere maggiore di 100 KΩ e il carico al punto B deve essere maggiore di 1 MΩ. Il vantaggio di prendere l'uscita dal punto B è che la caratteristica passa-basso del circuito RC minimizza le armoniche. Con un'uscita di 0,6 V picco a picco al punto B la distorsione armonica totale è minore dell'1%.

Il potenziometro R_v deve essere regolato per dare la massima uscita.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 6.2.1.

Frequenza	100 KHz
Tensione di uscita al punto (A) con una resistenza di carico R_L = 100 KΩ	2 V p-p
Tensione di uscita al punto (B) con una resistenza di carico R_L = 1 MΩ	0,6 V p-p
Distorsione armonica al punto (A)	3%
Distorsione armonica al punto (B)	1%
Temperatura di lavoro	0°C÷75°C
Consumo	1,5 mA

Tabella 6.2.1

NOTE

1. Resistenze adatte sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. Quando la stabilità di frequenza è importante, i componenti R e C che determinano la frequenza devono avere tolleranze strette e devono essere tipi ad alta stabilità, con l'1% di tolleranza, i condensatori devono essere in mica argentata all'1% di tolleranza ad alta stabilità.

Un'altra forma di oscillatore RC ha la configurazione a doppio T (fig. 6.2.2). Con i valori dei componenti indicati la frequenza di oscillazione è di 1 KHz.

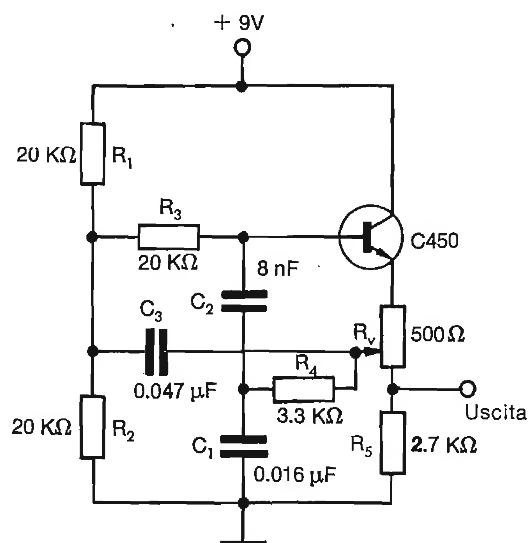


Fig. 6.2.2 - Oscillatore a doppio T (1 KHz)

La frequenza di oscillazione è determinata dall'equazione

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

dove $R_1 = R_2 = R_3 = 2R$

$$R_4 = \frac{R}{3}$$

$$C_1 = C$$

$$C_2 = \frac{C}{2}$$

$$C_3 = 3C$$

Per ottenere un'uscita ad una qualsiasi particolare frequenza si devono scegliere valori adeguati da C_1, C_2 e C_3.

Il potenziometro R_v deve essere regolato per dare il massimo dell'uscita.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 6.2.2.

Frequenza	1 KHz
Tensione di uscita con una ressitenza di carico $R_L = 10\ K\Omega$	4 V p-p
Distorsione armonica totale	0,7%
Temperatura di lavoro	0°C÷75°C
Consumo	1,3 mA

Tabella 6.2.2

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.
2. Secondo la frequenza richiesta può essere necessario usare due o più condensatori in parallelo per ottenere il valore richiesto.

Un'ulteriore forma di oscillatori RC è il ponte Wien (fig. 6.2.3). Con i valori di componenti dati la frequenza dell'oscillazione è di 75 Hz.

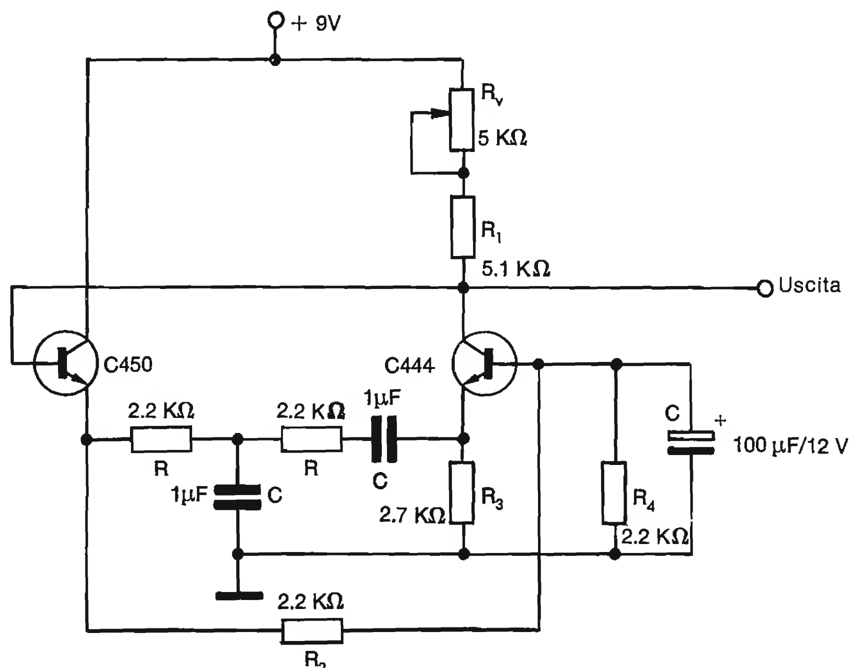


Fig. 6.2.3 - Oscillatore a ponte di Wien (75 Hz)

La frequenza dell'oscillazione è data dall'equazione

$$f = \frac{1}{2\pi\ RC}$$

Per ottenere un'uscita ad una specifica frequenza bisogna scegliere un adeguato valore di C.

Il potenziometro R_v deve essere regolato per dare il massimo dell'uscita.

Le caratteristiche dell'oscillatore sono riassunte nella tabella 6.2.3.

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. Le capacità C da 1 µF possono essere di Mylar al 5%.

Frequenza	75 Hz
Tensione di uscita con una resistenza di carico R_L = 100 KΩ	2,5 V p-p
Distorsione armonica totale	1%
Temperatura di lavoro	0°C÷75°C
Consumo	1,6 mA

Tabella 6.2.3

6.3 OSCILLATORI LC

E' possibile un gran numero di configurazioni circuitali di oscillatori LC. Il seguente esempio (fig. 6.3.1) è stato utilizzato in pratica. E' importante ridurre il carico sul circuito accordato cosicchè la frequenza di oscillazione dipende dalla frequenza di risonanza del circuito accordato e non è influenzata in modo sensibile da altri fattori.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 6.3.1.

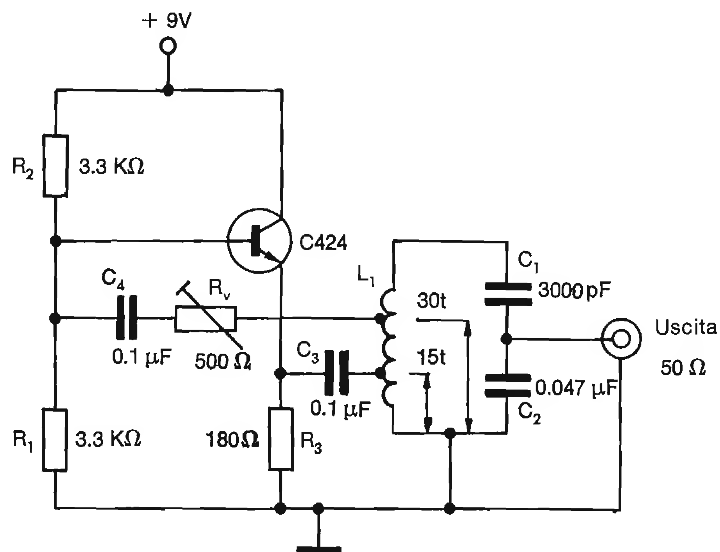


Fig. 6.3.1 - Oscillatore LC (1 MHz)

Frequenza	1 MHz
Tensione di uscita con una resistenza di carico $R_L = 50\ \Omega$	2 V p-p
Distorsione armonica totale	3%
Temperatura di lavoro	0°C÷75°C
Consumo	2,3 mA

Tabella 6.3.1

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. La bobina può essere avvolta su un nucleo Mullard tipo S 14/8 e K. 3000.39.

6.4 OSCILLATORI A CRISTALLO

Ogni volta che si richiede un'elevata stabilità della frequenza di oscillazione si usa un quarzo come elemento determinante la frequenza. I cristalli sono disponibili per impieghi a frequenze da pochi KHz a 200 MHz. E' usata la frequenza fondamentale di risonanza del cristallo fino a circa 20 MHz. Per frequenze più alte con un circuito accordato si seleziona un'armonica della frequenza fondamentale del cristallo.

Un semplice oscillatore a cristallo (fig. 6.4.1), che operi alla frequenza fondamentale del cristallo e non impieghi altri circuiti selettivi in frequenza, si può ottenere usando il transistore C 444. Il cristallo è del tipo risonante serie con una resistenza equivalente di 20 Ω.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 6.4.1.

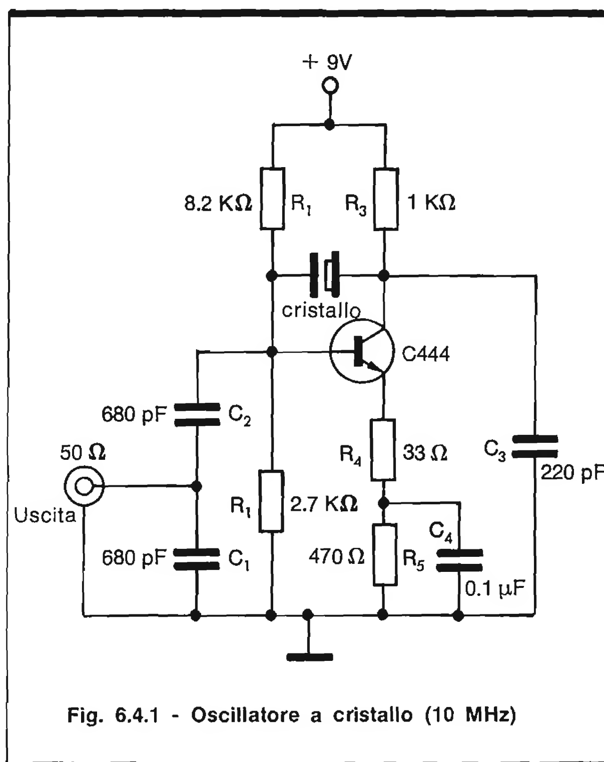


Fig. 6.4.1 - Oscillatore a cristallo (10 MHz)

Frequenza	10 MHz
Tensione di uscita con una resistenza di carico $R_L = 50\ \Omega$	1 V p-p
Stabilità della frequenza per ± 20% di variazione dell'alimentazione	$1 \cdot 10^{-6}$
Consumo	4,5 mA

Tabella 6.4.1

Per frequenze più alte si richiede un circuito che usi un cristallo oscillante in armonica. In un circuito di questo tipo è richiesto un circuito accordato supplementare per sopprimere le armoniche non desiderate del cristallo (fig. 6.4.2). Questo circuito è adatto per impieghi con cristalli della massima frequenza disponibile.

Le caratteristiche del circuito sono riassunte nella tabella 6.4.2.

Frequenza	50 MHz
Tensione di uscita con una resistenza di carico di 50 Ω	0,2 V p-p
Consumo	3,5 mA

Tabella 6.4.2

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

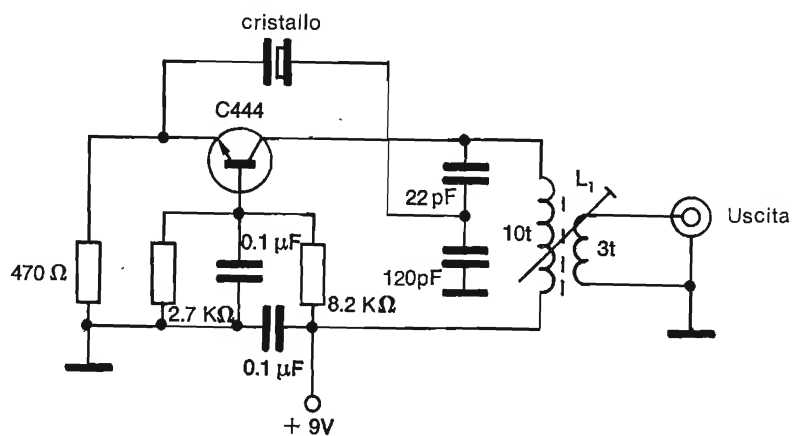


Fig. 6.4.2 - Oscillatore a cristallo (50 MHz)

7. MULTIVIBRATORI

7.1 INTRODUZIONE

I multivibratori sono la forma più comune di generatori di forma d'onda quadrata da impiegarsi in sistemi digitali in cui non è necessario un alto grado di stabilità di frequenza. Essi sono anche usati per generare impulsi per la divisione di frequenze. Il tipo più comune di multivibratore è quello Eccles-Jordan a connessioni incrociate, del quale si dà un esempio in questa sezione. Un altro tipo di multivibratore molto comune è quello ad accoppiamento di emettitori, di cui pure viene dato un esempio.

7.2 MULTIVIBRATORI AD ACCOPPIAMENTO INCROCIATO

Il circuito base del multivibratore ad accoppiamento incrociato ha due transistori per commutazione interconnessi da una rete di capacità e resistenze tra il collettore di uno e la base dell'altro e viceversa (fig. 7.2.1).

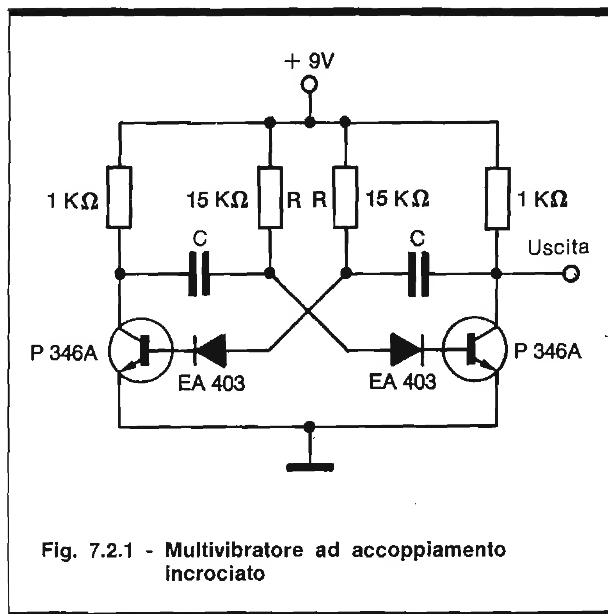


Fig. 7.2.1 - Multivibratore ad accoppiamento incrociato

I transistori conducono alternativamente. Quando il transistore conduce, un impulso verso il negativo passa attraverso il condensatore di accoppiamento e interdice l'altro transistore. Quando il condensatore si ricarica attraverso la resistenza da 15 KΩ, si raggiunge il punto di conduzione del secondo transistore e nello stesso momento il primo va in interdizione. In qualche applicazione questo circuito ha lo svantaggio che il fronte d'onda dell'uscita non è rapido a causa della presenza del condensatore di accoppiamento che produce la salita della tensione secondo una legge esponenziale (fig. 7.2.2). Con i valori di circuito mostrati (fig. 7.2.1) la tensione di uscita ha ciclo di lavoro di circa il 50% con periodo determinato dalla formula

$$T = 1.38\ CR$$

in cui T è il periodo completo di oscillazione.

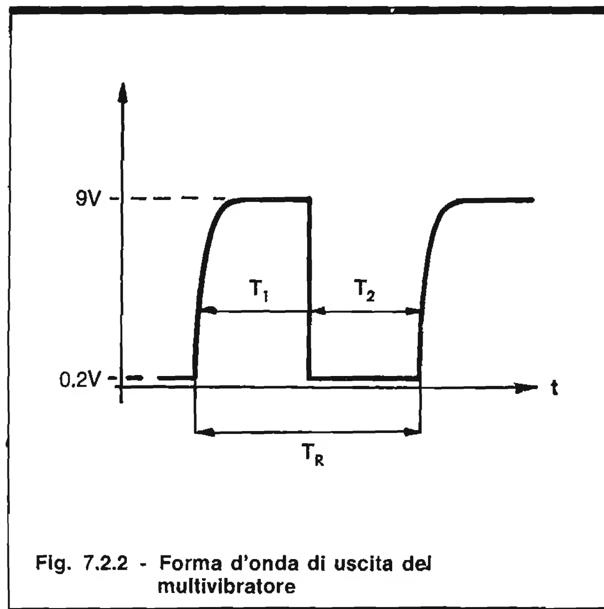


Fig. 7.2.2 - Forma d'onda di uscita del multivibratore

Il grafico di fig. 7.2.3 mostra la relazione fra T e il valore di C. In termini di frequenza

$$f = \frac{1}{1.38\ CR}$$

E' importante notare che il carico di uscita può far variare sia la frequenza che il ciclo di lavoro della forma d'onda di uscita.

Nei casi in cui la forma d'onda in salita esponenziale non è desiderata si può usare una versione migliorata

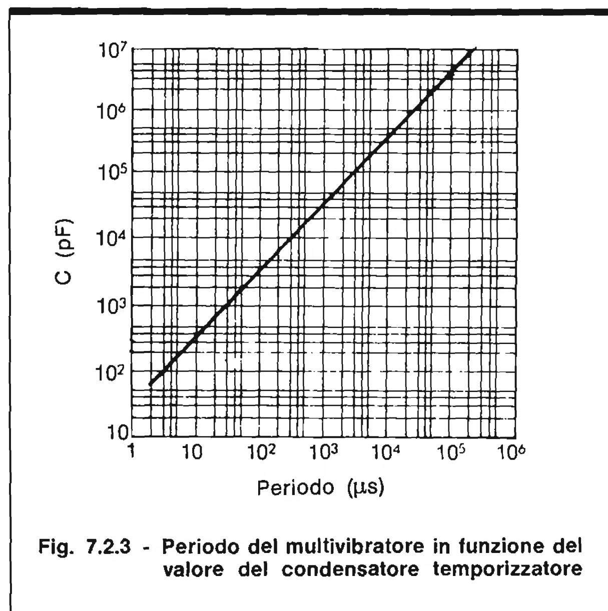


Fig. 7.2.3 - Periodo del multivibratore in funzione del valore del condensatore temporizzatore

di questo circuito (fig. 7.2.4). I diodi addizionali isolano le uscite dai condensatori permettendo così che l'impulso positivo cresca rapidamente (fig. 7.2.5). Con questo circuito si può ottenere un'uscita con un tempo di salita minore di 1 μsec e un tempo di discesa minore di 20 nsec. Il periodo di oscillazione è legato al valore dei componenti nello stesso modo che nel circuito più semplice (fig. 7.2.1).

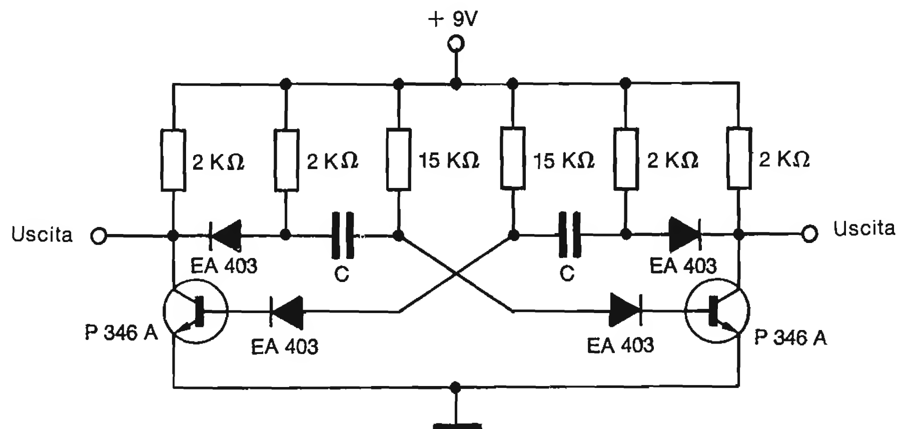


Fig. 7.2.4 - Multivibratore modificato ad accoppiamento incrociato

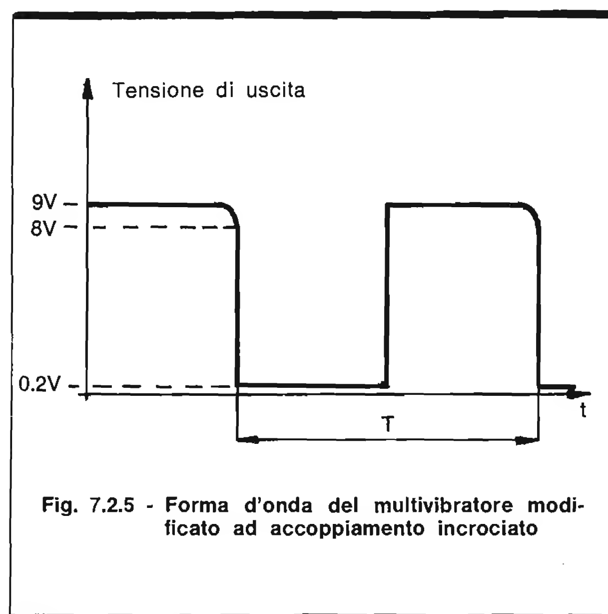


Fig. 7.2.5 - Forma d'onda del multivibratore modificato ad accoppiamento incrociato

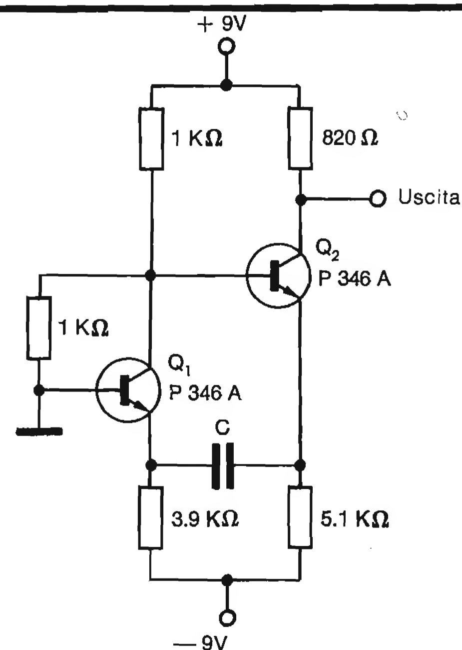


Fig. 7.3.1 - Multivibratore ad accoppiamento di emettitore

7.3 MULTIVIBRATORE AD ACCOPPIAMENTO DI EMETTITORE

Il multivibratore ad accoppiamento incrociato (figg. 7.2.1 e 7.2.4) è il circuito usato più comunemente quando si richiedono operazioni a frequenza fissa. Quando si richiedono operazioni a frequenza variabile questi circuiti soffrono dello svantaggio che si devono usare due condensatori a capacità variabile. Questo svantaggio può essere superato usando una configurazione ad accoppiamento di emettitore in cui la frequenza è determinata solo da un condensatore. Il circuito di fig. 7.3.1 ha pure il vantaggio che i transistori non vanno in saturazione così che sono possibili operazioni a frequenza più elevata.

Il circuito presenta lo svantaggio di richiedere sia la tensione positiva che la negativa e che il livello della tensione di uscita non è controllato esattamente.

I transistori (fig. 7.3.1) conducono alternativamente. Quando Q_2 conduce, la sua tensione di emettitore è in aumento. Questo scalino positivo è accoppiato all'emettitore di Q_1 attraverso il condensatore, interdicendolo. Quando il condensatore si carica, la tensione all'emettitore di Q_1 cade fino a che Q_1 comincia a condurre.

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

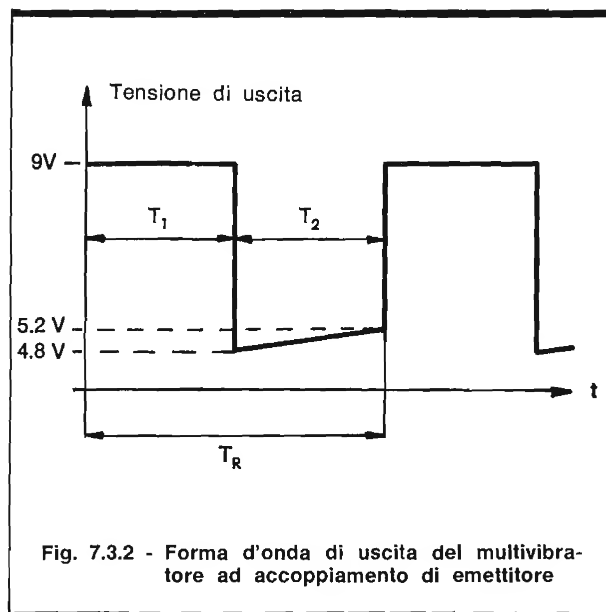


Fig. 7.3.2 - Forma d'onda di uscita del multivibratore ad accoppiamento di emettitore

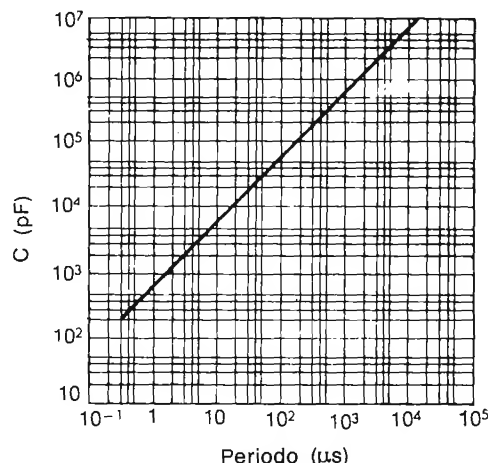


Fig. 7.3.3 - Periodo del multivibratore in funzione del valore del condensatore temporizzatore

Quando Q_1 conduce, la sua tensione di collettore cade interdicendo Q_2. Il condensatore ora si scarica fino a che la tensione di emettitore di Q_2 raggiunge il punto in cui Q_2 conduce, così permettendo un altro ciclo. Una tipica forma d'onda di uscita è illustrata nella fig. 7.3.2. Con i valori circuitali illustrati la frequenza è determinata dalle dimensioni del condensatore (fig. 7.3.3).

Un ulteriore vantaggio di questo circuito è che l'uscita non è nella catena di controreazione. Di conseguenza la frequenza di operazione è indipendente dal carico.

Questo circuito ha un'uscita con circa il 50% di ciclo di lavoro e con tempi di salita e di discesa minori di 20 nsec.

Un'altra forma di multivibratore che usa solo un condensatore di temporizzazione può essere ottenuta usando una sola alimentazione (fig. 7.3.4). Quando il transistore Q_2 conduce, la sua tensione di emettitore cresce, il che causa la crescita di tensione dell'emettitore di Q_1, interdicendolo. Il condensatore si carica e raggiunge un livello in cui Q_1 conduce. La tensione di collettore di Q_1 cade, interdicendo perciò anche Q_2. Poichè la tensione di uscita in questo momento è bassa, da questo punto si ottiene anche la corrente per la scarica del condensatore, il condensatore ora si scarica fino a che la tensione di base di Q_1 raggiunge il livello per cui Q_1 è interdetto. La tensione di collettore di Q_1 cresce e conduce Q_2, cominciando così un altro ciclo. La tipica forma d'onda d'uscita di questo circuito è illustrata in fig. 7.3.5. La relazione fra il periodo di oscillazione e il valore del condensatore è data nel grafico (fig. 7.3.6).

Questo circuito ha un ciclo di lavoro di circa il 50%, un tempo di salita inferiore a 200 nsec e un tempo di discesa minore di 150 nsec.

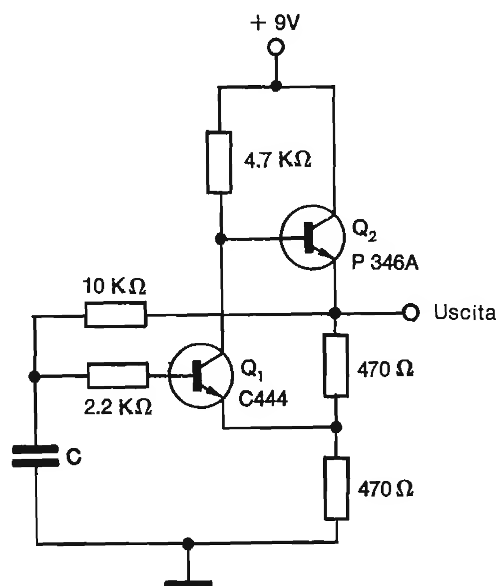


Fig. 7.3.4 - Multivibratore a singola C

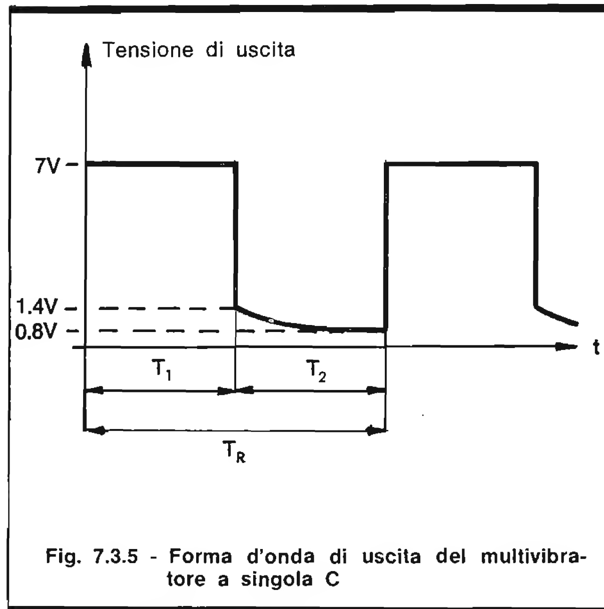


Fig. 7.3.5 - Forma d'onda di uscita del multivibratore a singola C

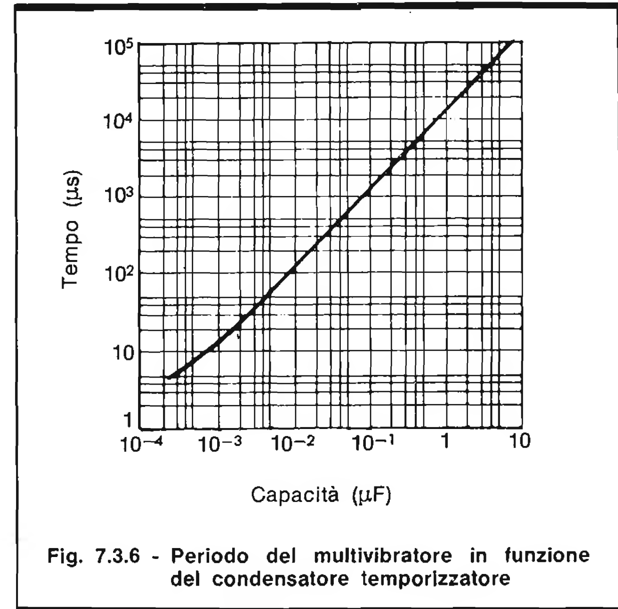


Fig. 7.3.6 - Periodo del multivibratore in funzione del condensatore temporizzatore

7.4 MULTIVIBRATORI A CIRCUITO INTEGRATO

E' spesso più economico e conveniente impiegare multivibratori con elementi a circuito integrato. Si può fare riferimento al manuale sui micrologici della SGS
e al manuale dei micrologici diodi-transistori per esempi di questi circuiti.

8. GENERATORI AD IMPULSI

8.1 INTRODUZIONE

I generatori d'impulsi, che producono un impulso di uscita di ampiezza e durata determinate, possono essere realizzati in molti modi. La maniera più comune è il tipo a connessione incrociata. Un esempio di esso è dato in questa sezione.

8.2 CIRCUITO MONOSTABILE AD ACCOPPIAMENTO INCROCIATO

Un esempio di un circuito monostabile ad accoppiamento incrociato, anche noto come multivibratore monostabile, è illustrato nella fig. 8.2.1. Il transistore Q_2 è, nello stato di riposo, in conduzione per mezzo della corrente

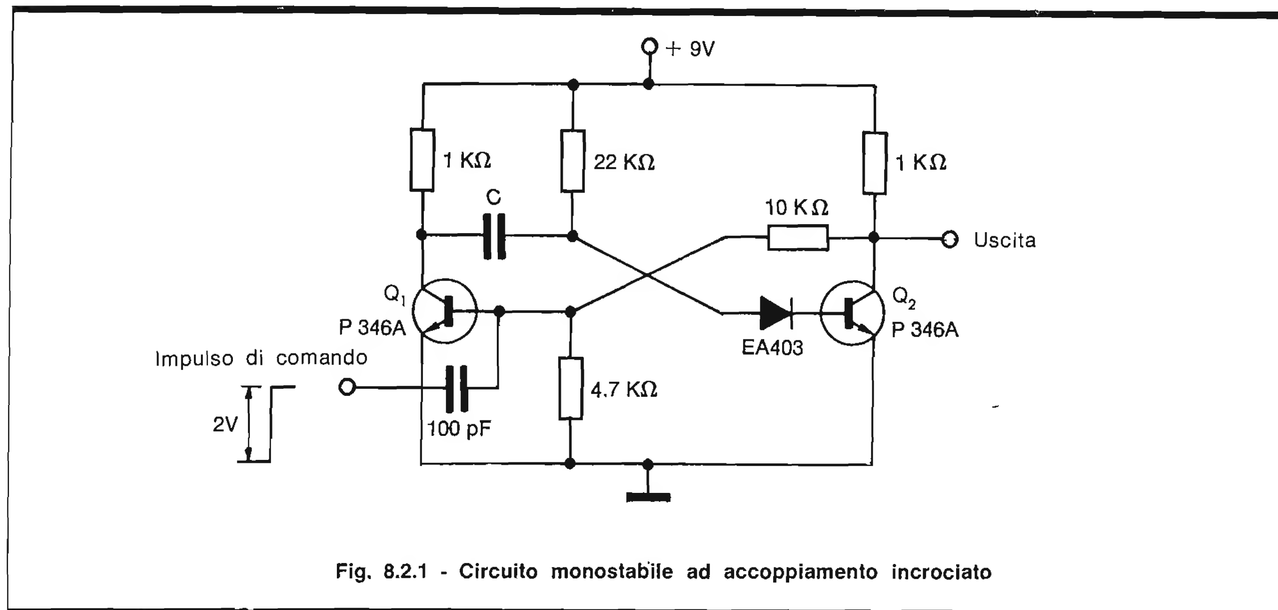


Fig. 8.2.1 - Circuito monostabile ad accoppiamento incrociato

che fluisce in base dalla alimentazione positiva attraverso la resistenza da 22 KΩ. Mentre questo transistore è in conduzione l'accoppiamento incrociato attraverso la resistenza da 10 KΩ mantiene il transistore Q_1 interdetto. Un impulso positivo alla base di Q_1 attraverso il condensatore da 100 pF manda in conduzione Q_1 ed un impulso negativo è applicato alla base di Q_2 attraverso il condensatore di accoppiamento C, così mandando in interdizione Q_2. Quando Q_2 va in interdizione, la sua tensione di collettore cresce portando Q_1 fortemente in conduzione

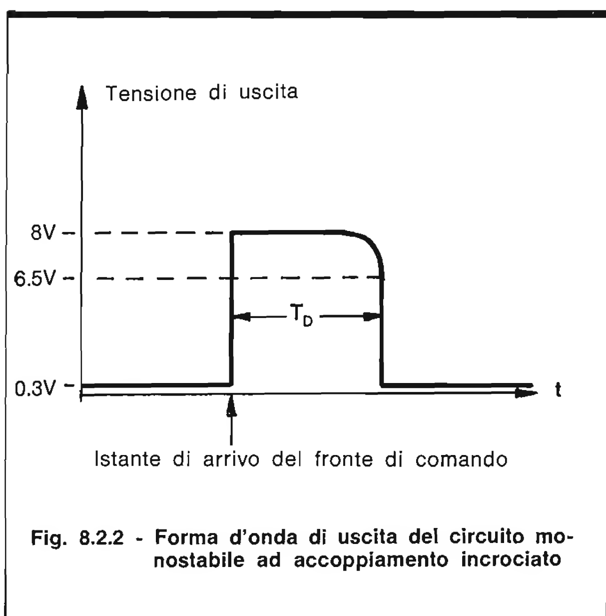


Fig. 8.2.2 - Forma d'onda di uscita del circuito monostabile ad accoppiamento incrociato

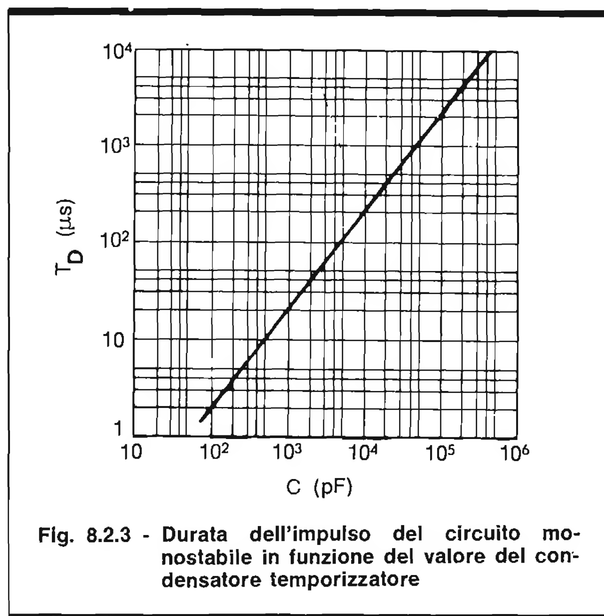


Fig. 8.2.3 - Durata dell'impulso del circuito monostabile in funzione del valore del condensatore temporizzatore

fornendo la corrente di base attraverso la resistenza di accoppiamento da 10 KΩ. Il circuito rimane nello stato con Q_1 che conduce e Q_2 interdetto fino a che il condensatore di accoppiamento incrociato si è caricato attraverso la resistenza da 22 KΩ e la tensione alla base di Q_2 raggiunge un livello a cui questo va di nuovo in conduzione. Quando Q_2 va in conduzione la sua tensione di collettore scende e manda in interdizione Q_1. Perciò un impulso di uscita è generato da un piccolo impulso positivo all'ingresso della base di Q_1 e la durata dell'impulso è determinata dal valore del condensatore di accoppiamento C e dalla resistenza attraverso cui si carica.

Con il valore di circuito illustrato la lunghezza dell'impulso può essere scelta con un valore appropriato del condensatore di accoppiamento incrociato C (fig. 8.2.3). Il tempo di salita dell'impulso di uscita è minore di 100 nsec e il tempo di discesa inferiore a 40 nsec.

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. I condensatori possono essere di ceramica o Mylar al 10%.

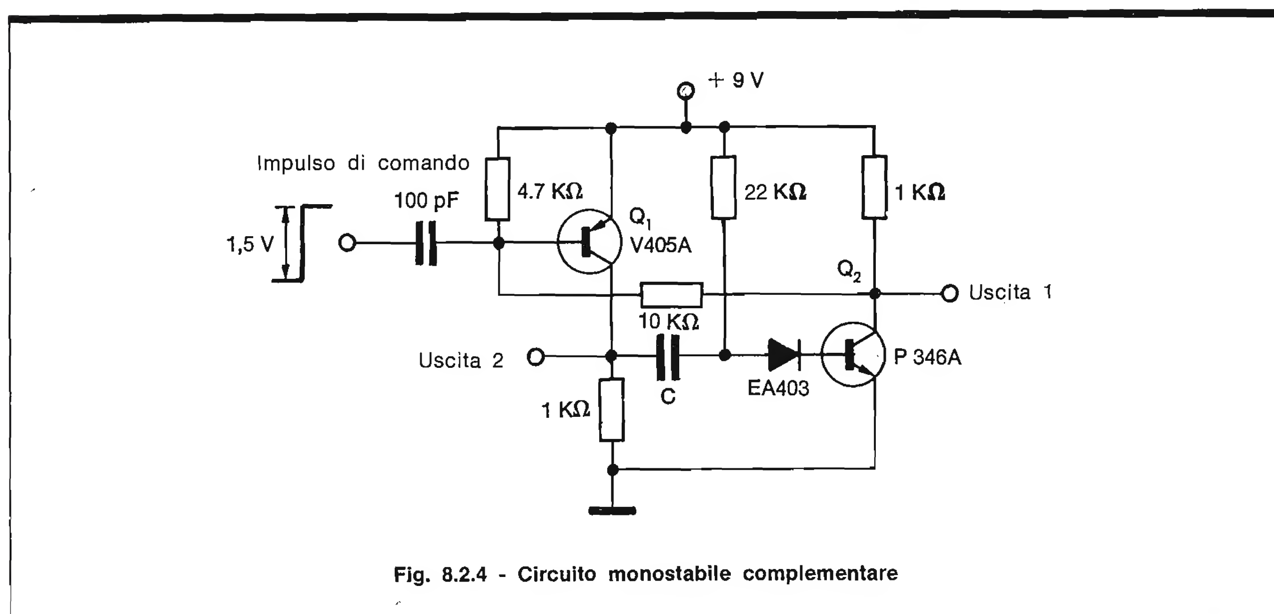


Fig. 8.2.4 - Circuito monostabile complementare

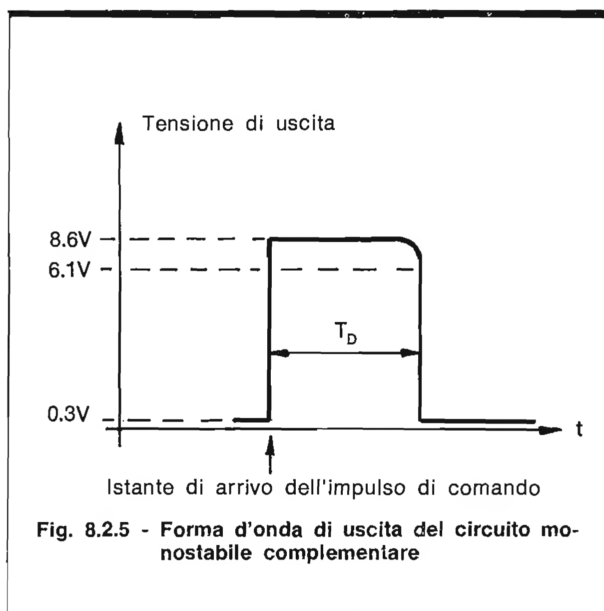


Fig. 8.2.5 - Forma d'onda di uscita del circuito monostabile complementare

Il circuito monostabile convenzionale (fig. 8.2.1) presenta lo svantaggio che si richiede un tempo di ripristino relativamente lungo fra impulsi successivi di uscita. Quando si richiede un tempo di ripristino corto, è utile un circuito che usi transistori complementari (fig. 8.2.4). Il primo transistore Q_1 è il tipo PNP V405A e il secondo transistore Q_2 è il tipo NPN P346A. Nello stato di riposo entrambi i transistori conducono e l'uscita 1 è bassa e l'uscita 2 è alta. Un impulso positivo all'ingresso manda in interdizione il transistore PNP il quale, attraverso il condensatore di accoppiamento, manda in interdizione anche l'NPN. Questo a sua volta mantiene in interdizione il PNP poichè la sorgente della corrente di base è rimossa. Quando il condensatore di accoppiamento C si è caricato ad un livello a cui l'NPN va in conduzione, a sua volta questo porta in conduzione il PNP. La durata dell'impulso dipende dal valore del condensatore di accoppiamento e dal valore della sua resistenza di carico.

Una tipica forma d'onda di uscita di questo circuito è mostrata in fig. 8.2.5, e le relazioni fra il condensatore temporizzatore e la larghezza dell'impulso di uscita in fig. 8.2.3.

Un'altra forma di circuito monostabile è il tipo ad accoppiamento di emettitori, che ha il vantaggio che la sua uscita non è nel circuito di controreazione e perciò è indipendente dal carico. Un esempio di questo circuito (fig. 8.2.6) ha una forma d'onda di uscita (fig. 8.2.7) con tempi di salita e di discesa inferiori a 50 nsec. La lunghezza dell'impulso di uscita è determinata dal valore del condensatore di temporizzazione (fig. 8.2.8).

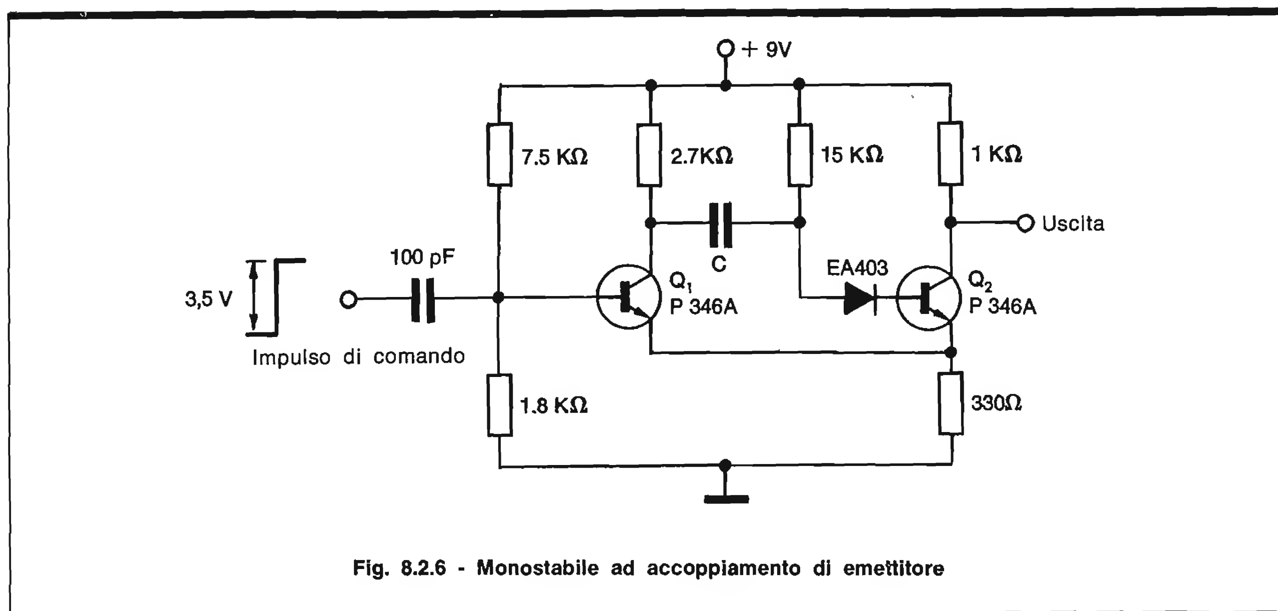


Fig. 8.2.6 - Monostabile ad accoppiamento di emettitore

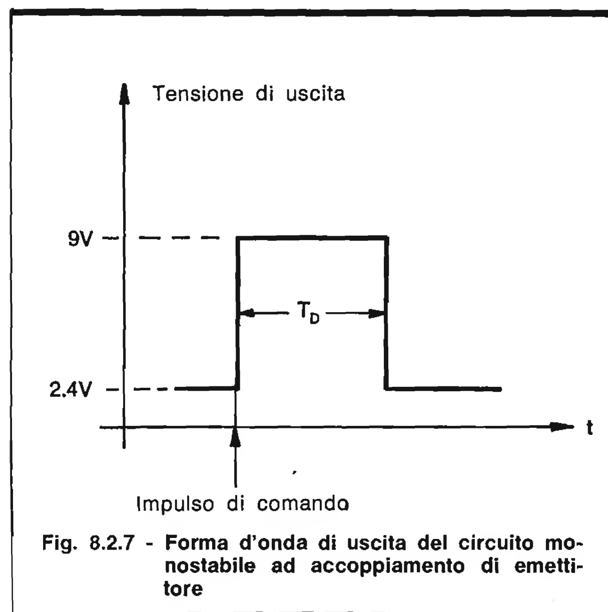


Fig. 8.2.7 - Forma d'onda di uscita del circuito monostabile ad accoppiamento di emettitore

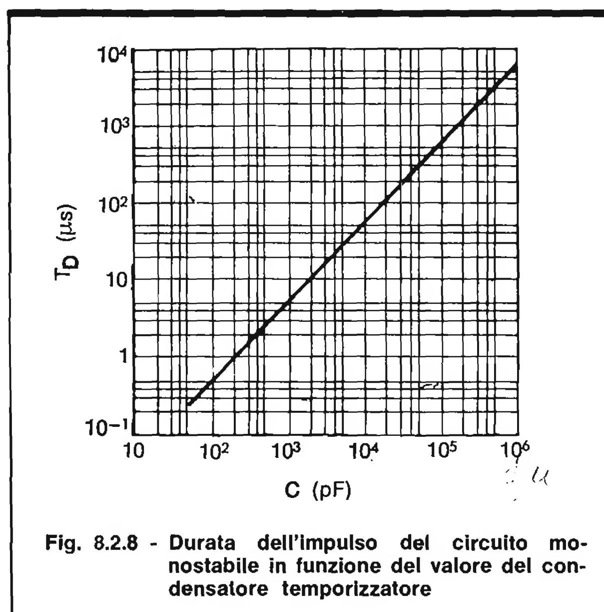


Fig. 8.2.8 - Durata dell'impulso del circuito monostabile in funzione del valore del condensatore temporizzatore

NOTE

1. Resistori adatti per questi circuiti sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

2. I condensatori adatti per la capacità possono essere di ceramica o di Mylar al 10%.

8.3 CIRCUITI MONOSTABILI PER I DISPOSITIVI INTEGRATI

E' spesso più economico e conveniente impiegare circuiti monostabili con elementi integrati. Si può fare riferimento al manuale dei micrologici della SGS e al manuale della logica diodi-transistori per esempi di questi circuiti.

9. CIRCUITI BISTABILI

9.1 INTRODUZIONE

I circuiti bistabili sono la base di molte forme di apparecchiature digitali e sono usati in contatori, registri di traslazione, e come memoria temporanea. E' quasi sempre più conveniente impiegare elementi a circuito integrato per queste applicazioni e molti esempi di queste sono dati nel manuale dei micrologici R.T.L. della SGS-Fairchild e nel manuale dei micrologici D.T.L. Tuttavia qualche esempio di circuiti a componenti discreti di questo tipo viene dato in questa sezione.

9.2 CIRCUITO BASE BISTABILE

Il circuito base bistabile (fig. 9.2.1) può essere messo in uno o l'altro di due stati stabili da un impulso ad una delle sue due entrate. Questa forma di circuito può essere usata, per esempio, per accendere una lampadina o dare un allarme in qualche altra maniera se si verificano alcune condizioni transitorie nel sistema.

Un piccolo impulso positivo all'ingresso 1 manda in conduzione il transistore Q_1 che per mezzo dell'accoppiamento, interdice il transistore Q_2. Il circuito rimane perciò in quello stato fino a che un piccolo impulso positivo arriva all'ingresso 2. Questo manderà in conduzione il transistore Q_2 che interdirà il transistore Q_1. Nella condizione iniziale l'uscita 1 sarà bassa (circa 0,2 V) e l'uscita 2 alta (circa 8 V). Nella seconda condizione lo stato delle uscite sarà invertito.

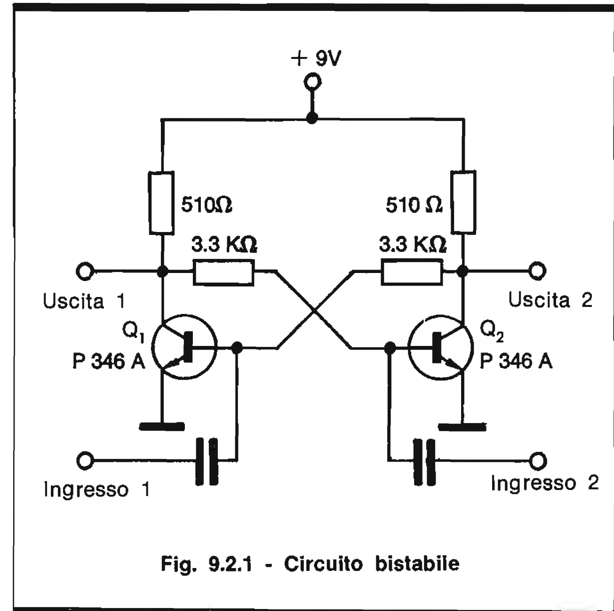


Fig. 9.2.1 - Circuito bistabile

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

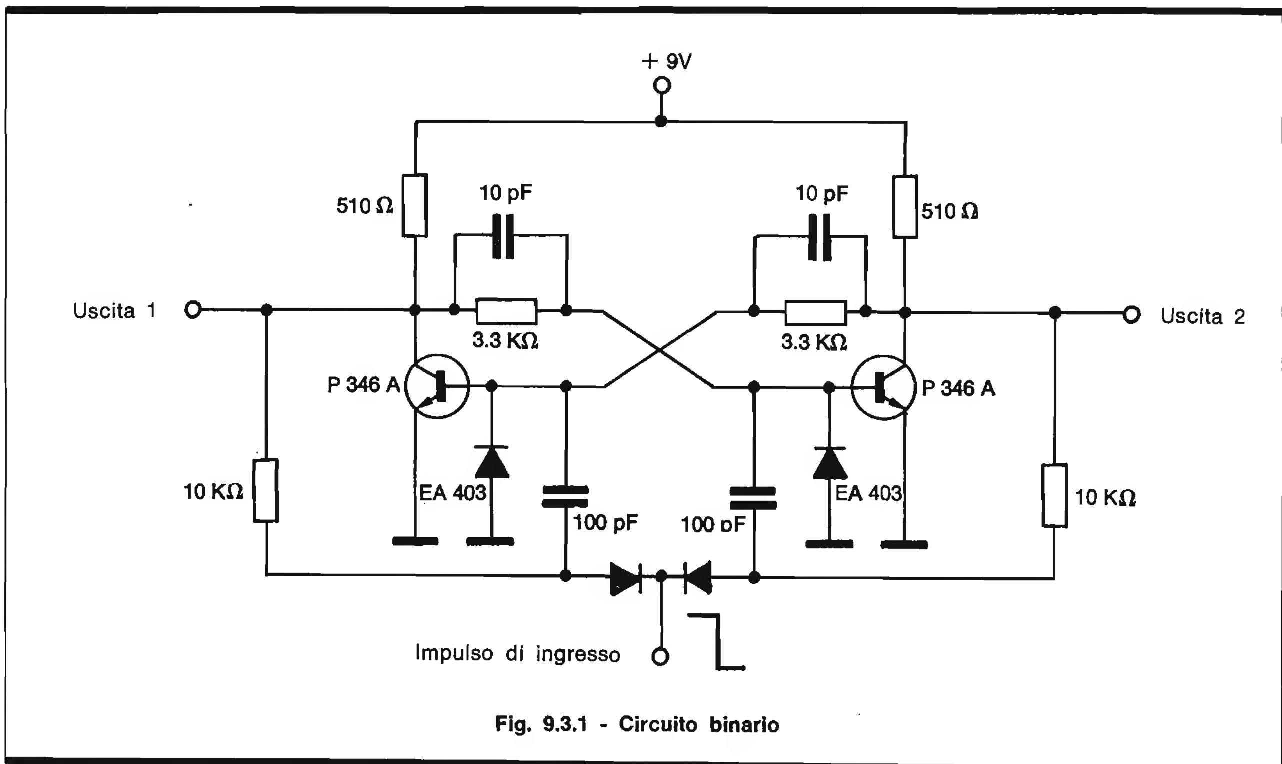


Fig. 9.3.1 - Circuito binario

9.3 CIRCUITO BINARIO

Un circuito binario è un circuito bistabile che ha un solo terminale d'ingresso e cambia stato ogni qual volta arriva un impulso a quel terminale. Questo circuito è anche noto come flip-flop di tipo T. Il suo impiego principale è in circuiti divisori di frequenza.

Un esempio di questo circuito (fig. 9.3.1) è capace di operare anche a frequenze d'ingresso al di sopra di 10 MHz.

Un altro esempio di questo circuito (fig. 9.3.2) può operare fino a frequenze di 50 MHz.

In entrambi i casi l'impulso d'ingresso deve avere una ampiezza tra 4,5 e 9 V. Il fronte di discesa durante cui il flip-flop cambia stato deve avere un periodo di transizione minore di 20 nsec.

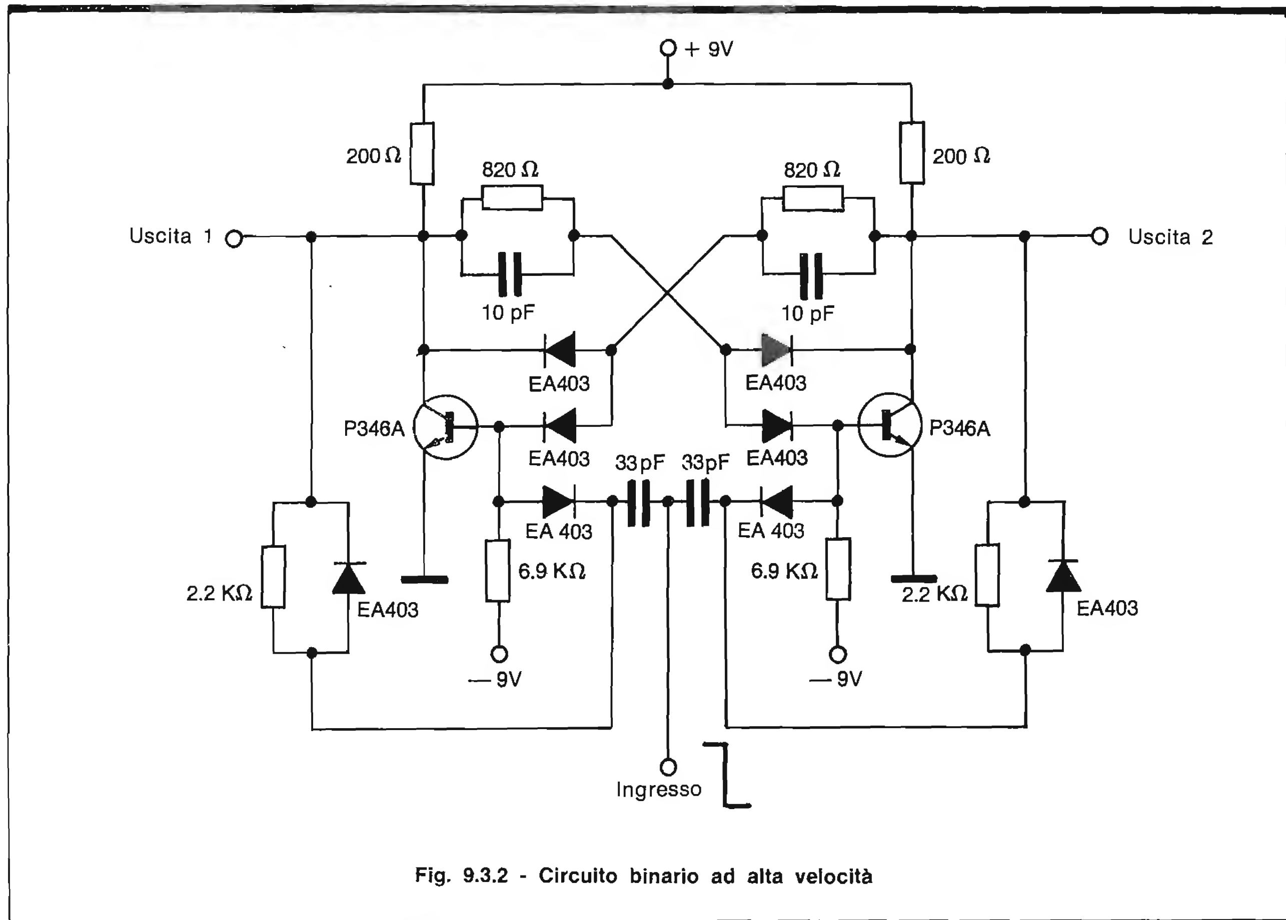


Fig. 9.3.2 - Circuito binario ad alta velocità

9.4 CONTATORI

Circuiti bistabili (flip-flop) adatti per essere impiegati nelle decadi e in altri contatori che hanno un modulo non binario richiedono controlli d'ingresso addizionali. Questi contatori cambiano stato, quando un impulso di comando arriva, solo se gli altri ingressi sono nello stato appropriato. La forma più comune di flip-flop di tipo generale è il tipo R-S.

Il circuito bistabile (fig. 9.4.1) è un flip-flop R-S che può essere usato come base per un circuito contatore decimale. E' capace di operare a frequenze d'ingresso superiori a 10 MHz.

L'impulso d'ingresso deve avere un'ampiezza fra 4,5 e 9 V e un tempo di discesa inferiore a 20 nsec. Il cambio di stato del circuito avviene sul fronte discendente dell'impulso di comando.

Se i terminali R ed S sono collegati ad una tensione fra 0 e 3,5 V lo stato del flip-flop dopo l'avvio dell'impulso risulta indeterminato, e questa condizione deve essere perciò evitata. Se i terminali R ed S sono connessi ad una tensione maggiore di 4 V il flip-flop non cambia stato all'arrivo dell'impulso.

Se il terminale R è connesso ad una tensione maggiore di 4 V mentre il terminale S è posto ad una tensione minore di 3,5 V all'arrivo dell'impulso l'uscita Q sarà bassa (~ 0,2 V). Se il terminale R è posto tra una tensione minore di 3,5 V mentre S è ad una tensione maggiore 4 V l'uscita Q sarà alta (~ 8 V). Per far sì che il circuito funzioni come binario e cambi il suo stato ad ogni tratto di comando, il terminale di uscita Q deve essere connesso in permanenza al terminale d'ingresso R e il terminale di uscita $\overline{Q}$ deve essere permanentemente connesso al terminale d'ingresso S. Impiegando queste condizioni di connessione si può connettere un certo numero di flip-

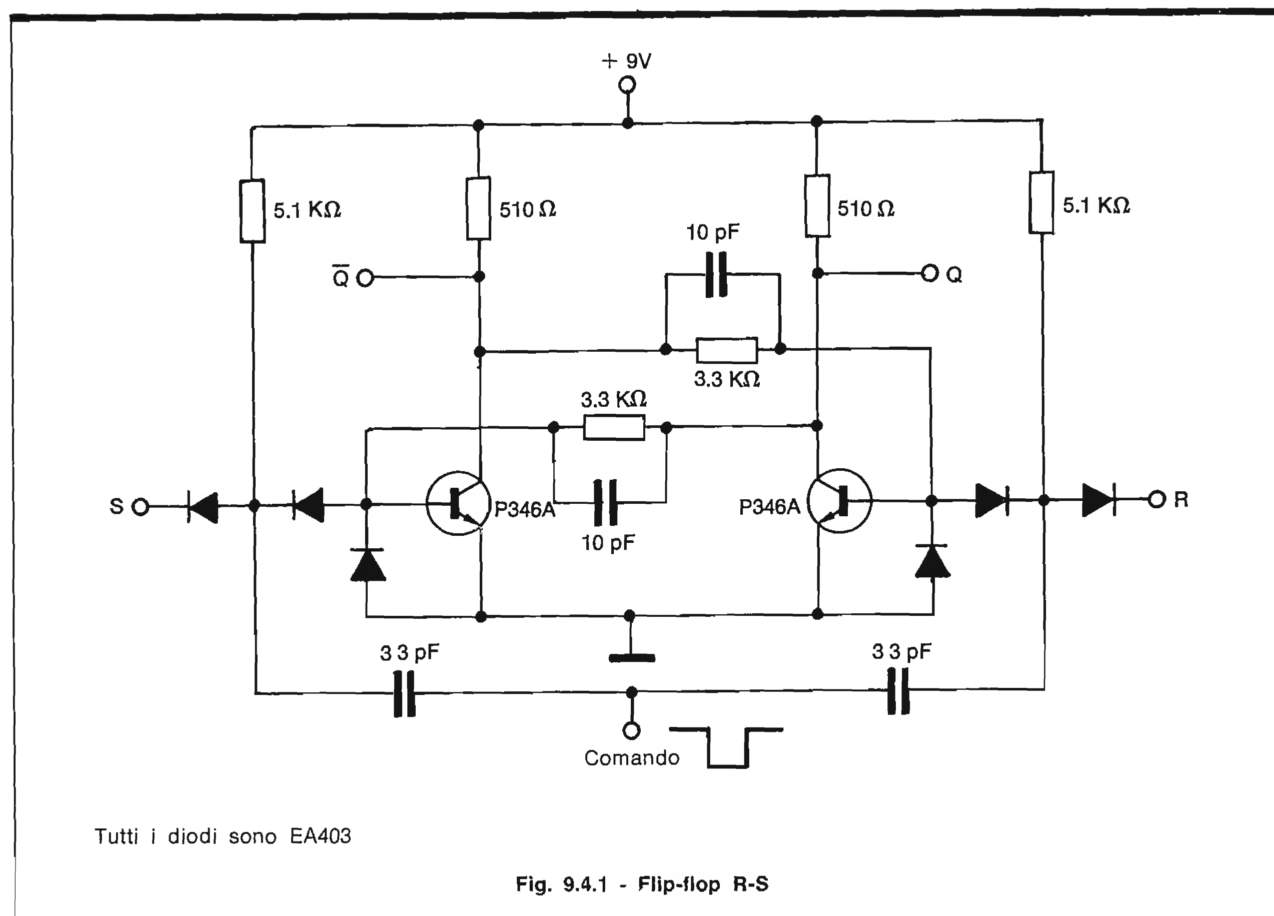


Fig. 9.4.1 - Flip-flop R-S

flop per fare qualsiasi forma di contatore. Un esempio è il contatore decimale di fig. 9.4.2, che conta secondo il codice 1.2.4.8.

Quando si richiede un'uscita decodificata del contatore decimale (fig. 9.4.2), può essere usata la matrice decodifica a diodi (fig. 9.4.3).

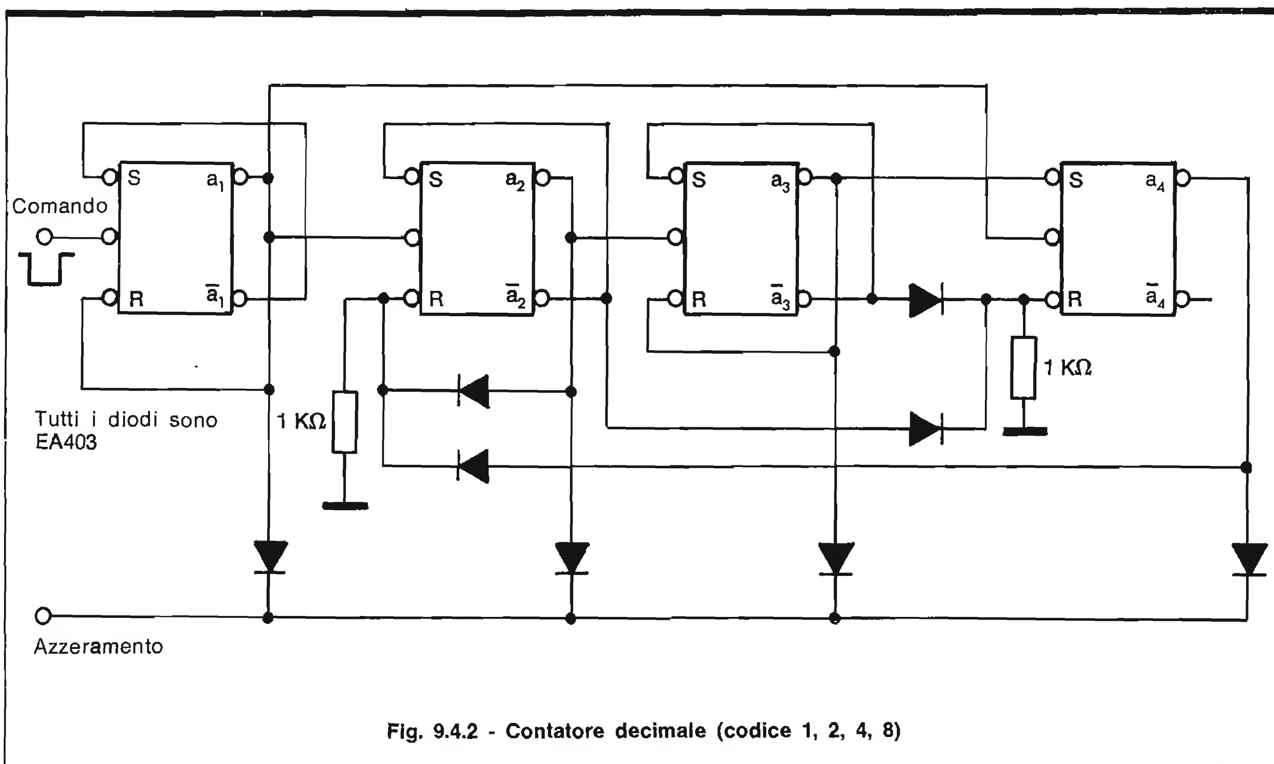


Fig. 9.4.2 - Contatore decimale (codice 1, 2, 4, 8)

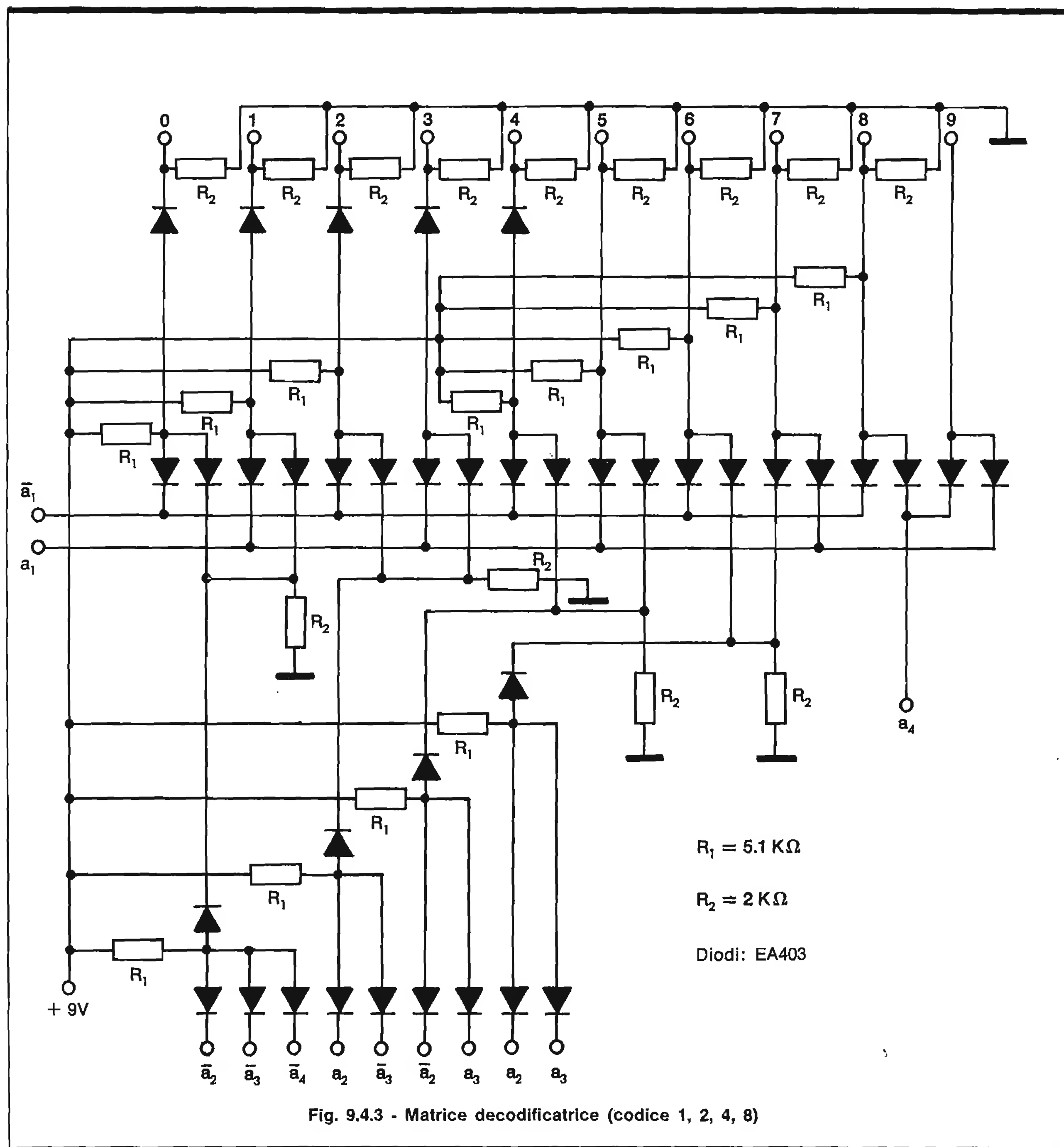


Fig. 9.4.3 - Matrice decodificatrice (codice 1, 2, 4, 8)

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. I condensatori adatti sono di ceramica al 20%.

10. CIRCUITI LOGICI

10.1 INTRODUZIONE

Molti esempi dell'uso di circuiti integrati vengono dati nel manuale dei micrologici R.T.L. della SGS-Fairchild e nel manuale dei Micrologici D.T.L. della SGS-Fairchild, ai quali bisogna fare riferimento.

Nelle prossime pagine daremo alcuni esempi di porte logiche, fatte con componenti discreti.

10.2 RTL

10.2.1 Porte Nor RTL

Questa porta (fig. 10.2.1) è stata progettata per essere completamente compatibile con i circuiti bistabili della sezione 9, figg. 9.2.1 e 9.3.1.

Le caretteristiche di questa porta sono:

Numero di ingressi	Fan Out
1	5
2	4
3	3

La funzione logica di questa porta, per logica positiva, è NOR, cioè quando uno o più ingressi sono alti la sua uscita è bassa.

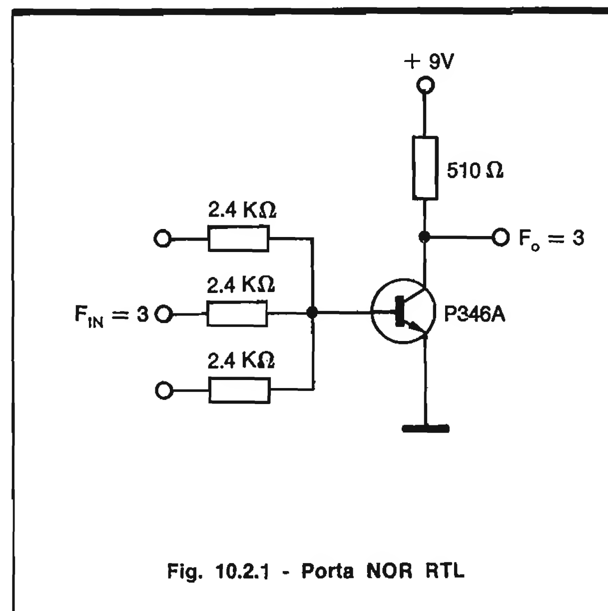


Fig. 10.2.1 - Porta NOR RTL

Questo circuito è compatibile con il bistabile della sezione 9, figg. 9.2.1 e 9.3.1.

Le caratteristiche di questa porta sono:

Numero di ingressi	Fan Out
3	20

Potenza dissipata, sulla media di conduzione e interdizione, 100 mW.

10.2.2 Porta Nor RTL - Adattatore invertitore

Il circuito illustrato nella fig. 10.2.2 è usato quando devono essere comandati molti carichi RTL.

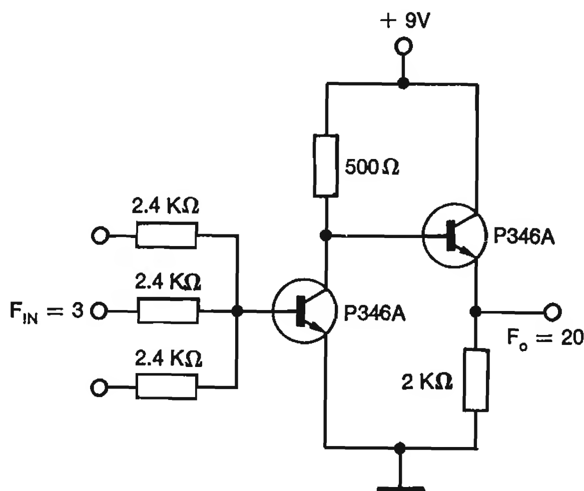


Fig. 10.2.2 - Porta NOR RTL - Adattatore invertitore

10.3 DTL

10.3.1 Porta DTL Nand

Il circuito di questa porta, illustrato in fig. 10.3.1, è compatibile con il circuito bistabile della sezione 9, figura 9.4.1.

Le caratteristiche della porta sono:

Numero di ingressi: fino a 50 Fan Out: 5

Potenza dissipata, sulla media di conduzione e interdizione: 10 mW.

La funzione logica di questa porta, per logica positiva, è NAND, cioè quando tutti i suoi ingressi sono alti la sua uscita è bassa.

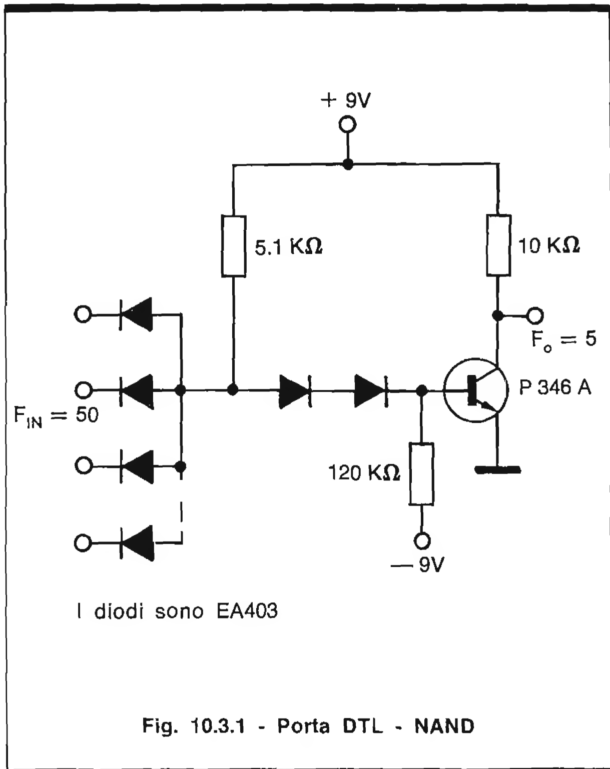


Fig. 10.3.1 - Porta DTL - NAND

10.3.2 Porta DTL Nand - Adattatore invertitore

Il circuito indicato nella fig. 10.3.2 è usato quando devono essere comandati molti carichi DTL.

Il circuito è compatibile con la porta di fig. 10.3.1 e con il bistabile della sezione 9, fig. 9.4.1.

Le caratteristiche di questa porta sono:

Numero di ingressi: fino a 50 Fan Out: 20

Potenza dissipata, sulla media di conduzione e interdizione: 40 mW.

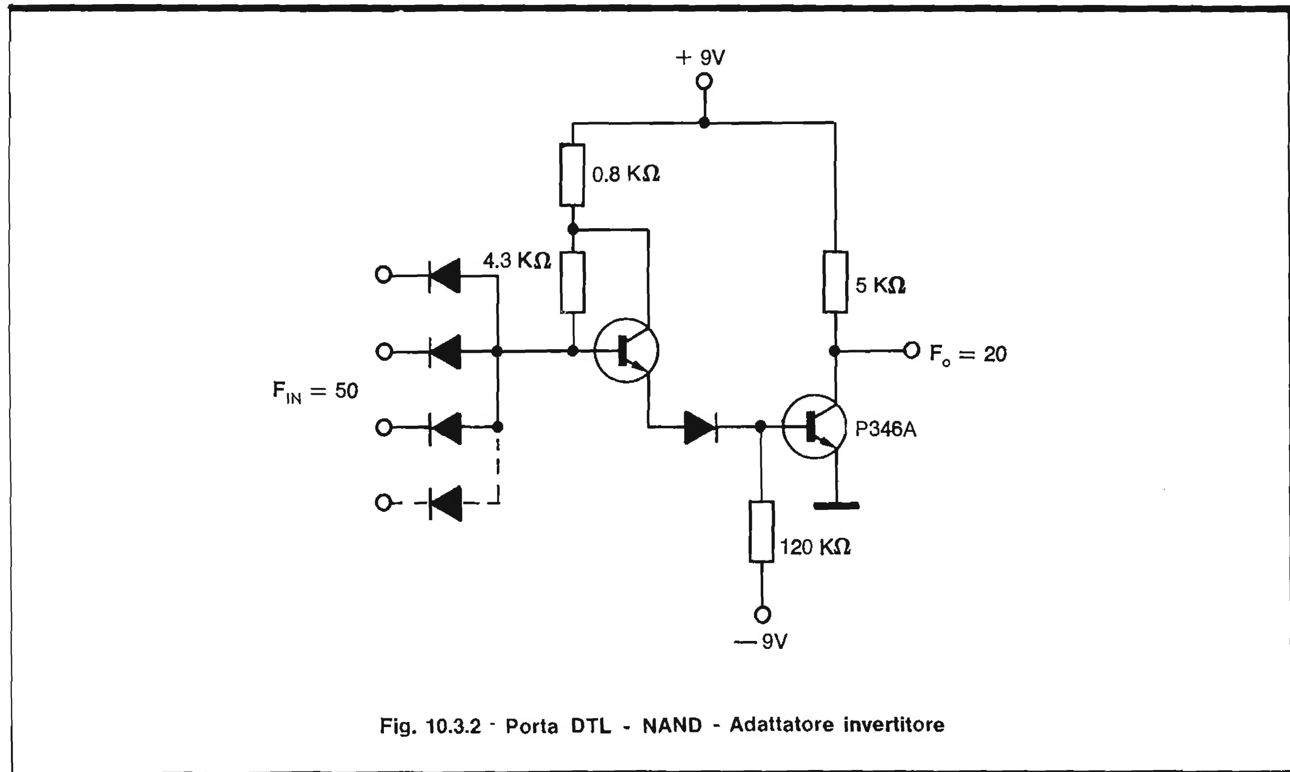


Fig. 10.3.2 - Porta DTL - NAND - Adattatore invertitore

11. TEMPORIZZATORI

11.1 INTRODUZIONE

Temporizzatori e circuiti di ritardo sono spesso richiesti in apparecchiature elettroniche. Tempi di ritardo corti fino a 10 msec sono prodotti normalmente con una semplice rete RC. Tempi di ritardo più lunghi sono ottenuti usando una rete integratrice in unione con amplificatori. L'accuratezza del tempo di ritardo è determinata in questo tipó di circuito dalla tolleranza dei valori di componenti passivi e dal guadagno dell'amplificatore.

11.2 TEMPORIZZATORI A LUNGO RITARDO

Il temporizzatore (fig. 11.2.1) è un circuito semplice capace di dare ritardi da meno di 1 sec a parecchi minuti ed ha un'accuratezza migliore del 2,5%. Quando l'interruttore è istantaneamente chiuso, la tensione di

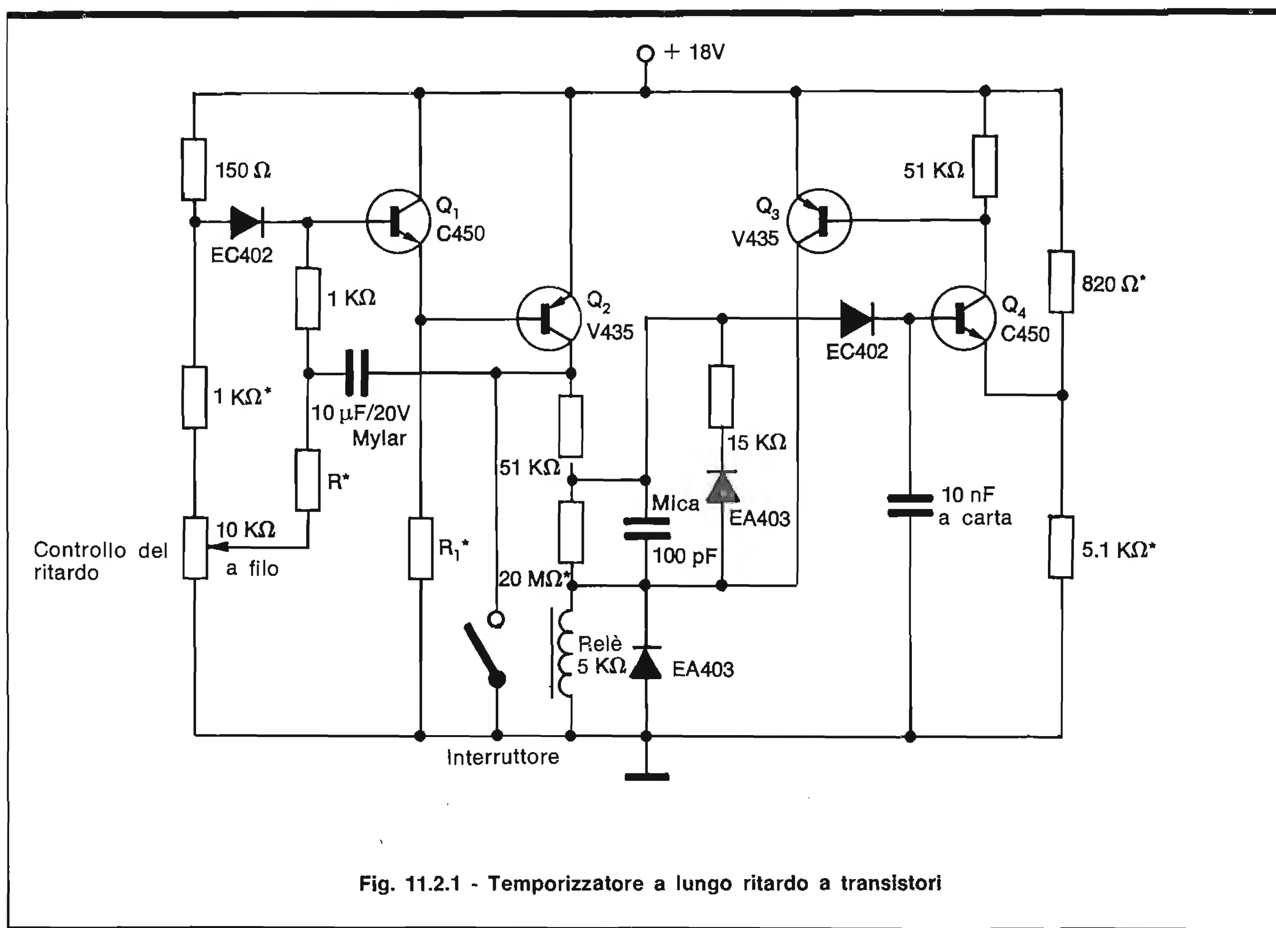


Fig. 11.2.1 - Temporizzatore a lungo ritardo a transistori

uscita del transistore PNP Q_2 diventa zero e il relè è diseccitato. Dopo che il contatto dell'interruttore è aperto, la tensione di collettore di Q_2 comincia a salire in un modo lineare determinato dal condensatore di controreazione C e dal resistore R. I transistori Q_1 e Q_2 formano un amplificatore ad alto guadagno il quale, con la aggiunta della controreazione capacitiva, forma un integratore. Dopo la salita questo raggiunge una tensione sufficientemente alta per portare in conduzione il transistore Q_4. Questo transistore, assieme a Q_3, è un circuito a scatto. Quando Q_4 va in conduzione, fornisce la corrente di base a Q_3 che va pure in conduzione e fornisce corrente all'avvolgimento del relè.

Il campo di ritardo può essere scelto con un'appropriata ricerca delle resistenze R ed R_1. Entro ogni campo il ritardo effettivo può essere regolato con il potenziometro P. Valori adeguati di R ed R_1 sono dati nella tabella 11.2.1.

Campo di variazione dei ritardi (sec)	R (ohm)	R_1 (ohm)
0,8 a 5	82×10^3	820×10^3
4 a 24	400×10^3	4×10^6
20 a 120	2×10^6	20×10^6
100 a 600	10×10^6	50×10^6

Tabella 11.2.1

NOTE

1. La stabilità del circuito dipende dalla stabilità dei componenti segnati con asterisco. Questi componenti devono essere scelti opportunamente.

2. Il condensatore adatto di tempo « C » è a carta metallizzata. Dove si richieda una maggiore stabilità deve essere usato un condensatore Mylar.

3. Le resistenze adatte per le posizioni non segnate con asterisco, sono al 5% di tolleranza da 1/2 W.

12. INDICATORI DI RESISTENZA

12.1 INTRODUZIONE

La stabilità dei transistori planari può essere sfruttata nel progetto di un circuito indicatore di resistenza. Questi possono trovare applicazione in campi come controllo di livello del liquido, stabilizzatori di temperature, ecc.

In questa sezione diamo un esempio di questo tipo di circuito.

12.2 CONTROLLO DEL LIVELLO DI LIQUIDI

Un sistema di controllo del livello del liquido può essere fatto sul principio dell'indicatore di resistenza. Il circuito (fig. 12.2.1) consiste in un amplificatore di alto guadagno che comanda un relè. Il relè può essere usato, per esempio, per controllare una valvola. L'amplificatore ad alto guadagno ha tre transistori, di cui i primi due sono a basso livello e ad alto guadagno del tipo C450 e l'uscita è un transistore C420 per commutazione ad alta corrente. I transistori sono connessi nella configurazione Darlington per dare un elevato guadagno di corrente e un'elevata impedenza d'ingresso. Il potenziometro P è regolato in modo tale che l'amplificatore eccita il relè quando la resistenza fra gli elettrodi cade al livello richiesto.

La resistenza massima fra gli elettrodi è 5 MΩ ± 25% nel campo di temperature fra 0 e 50 °C.

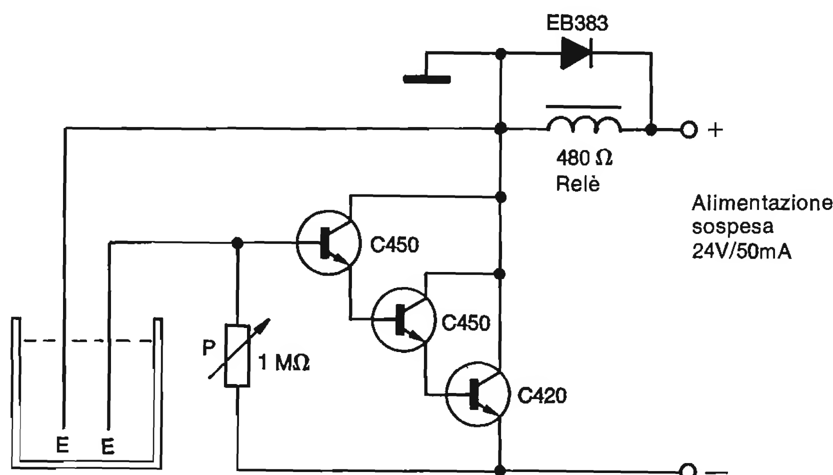


Fig. 12.2.1 - Discriminatore di livello di liquidi

13. CONVERTITORI TENSIONE FREQUENZA

13.1 INTRODUZIONE

La conversione da tensione a frequenza è usata in molti controlli elettronici e in sistemi di misura. Il circuito illustrato in questa sezione è molto semplice e adatto per molte applicazioni di questo tipo.

13.2 SEMPLICE CONVERTITORE TENSIONE -FREQUENZA

Il convertitore tensione a frequenza (fig. 13.2.1) è un circuito multivibratore in cui la frequenza è controllata dai transistori che determinano la corrente disponibile per caricare i condensatori ad accoppiamento incrociato. La tensione d'ingresso è applicata alla base dei transistori che generano corrente.

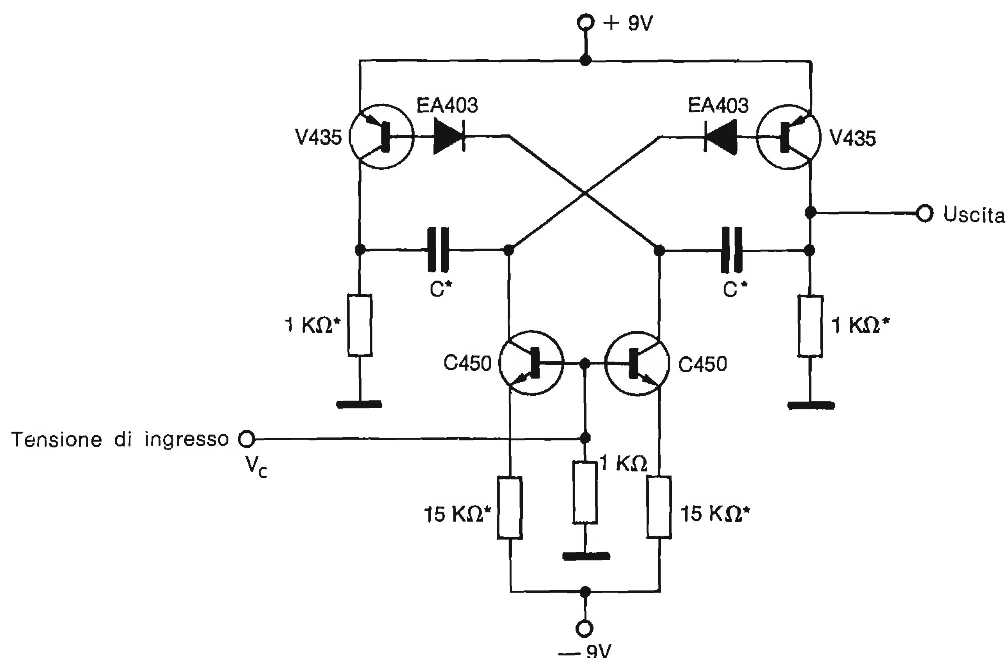


Fig. 13.2.1 - Convertitore tensione-frequenza

La frequenza del multivibratore con tensione di controllo zero è determinata dai condensatori ad accoppiamento incrociato e deve essere regolata ad un valore adatto per ciascuna particolare applicazione. Un cambio nella tensione di controllo cambierà linearmente la frequenza di oscillazione.

La tabella 13.2.1 dà alcune frequenze e le relative variazioni con la tensione d'ingresso. Per altri valori riferirsi al grafico (fig. 13.2.2).

La forma d'onda di uscita ha un ciclo di lavoro di circa il 50%. La tensione d'ingresso ha una variazione di ± 5 V.

Capacità (µF)	Frequenza (V_C = O) (KHz)	Costante di conversione (KHz per Volt)
0,001	35	3,5
0,01	3,5	0,35
0,1	0,35	0,035
1	0,035	0,0035
10	0,0035	0,00035

Tabella 13.2.1

NOTE

1. La stabilità di frequenza del circuito in funzione sia del tempo che della temperatura dipende dai componenti segnati con asterisco. Quando la stabilità è importante questi componenti devono essere scelti opportunamente.

2. Resistori adatti per essere usati negli altri punti del circuito sono da 1/2 W al 10% di tolleranza.

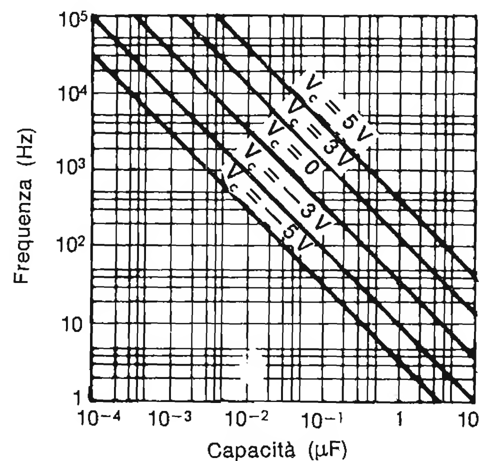


Fig. 13.2.2 - Curve caratteristiche del convertitore tensione-frequenza

14. CIRCUITI PER MISURE DI FREQUENZA

14.1 INTRODUZIONE

La misura di frequenza nella gamma da pochi Hz a parecchi MHz capita spesso in controlli industriali e in sistemi di misura. Un circuito semplice adatto per molte applicazioni di questo tipo è descritto in questa sezione.

14.2 SEMPLICE MISURATORE DI FREQUENZA

Il circuito misuratore di frequenza (fig. 14.2.1) è un generatore monostabile d'impulsi comandato da un circuito a scatto. Un impulso è generato per ogni ciclo della forma d'onda d'ingresso. Un milliamperometro nel circuito collettore del generatore d'impulsi indica la corrente media.

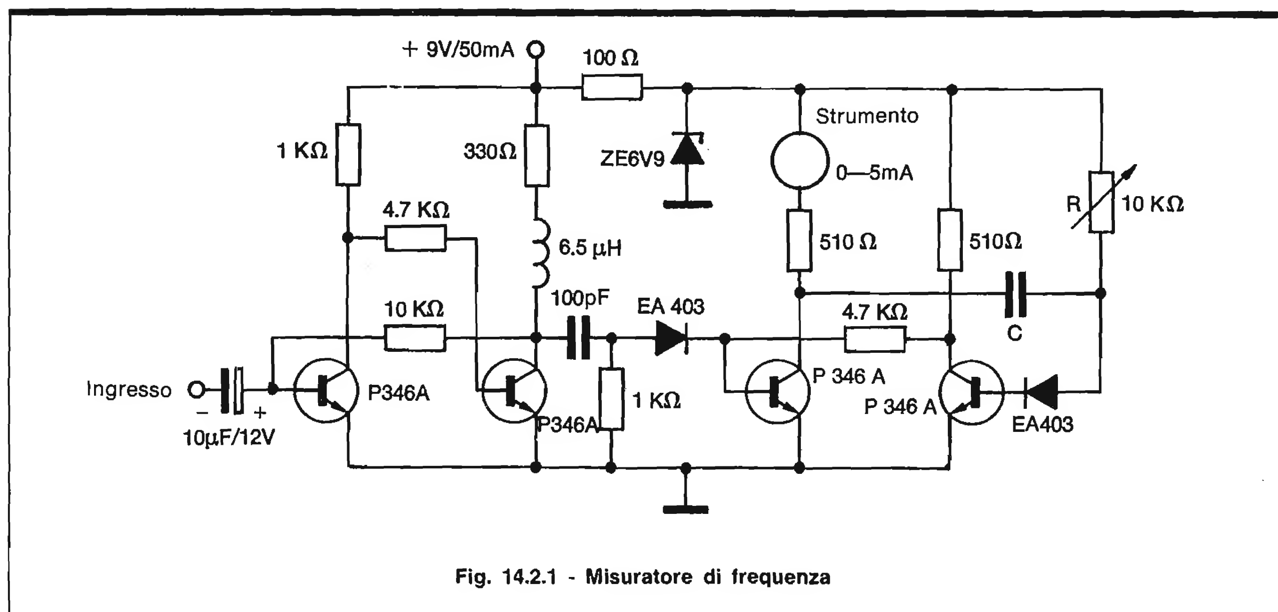


Fig. 14.2.1 - Misuratore di frequenza

Poichè la grandezza e la durata di ciascun impulso di corrente è costante, indipendentemente dalla frequenza, la corrente media indicata dallo strumento è proporzionale alla frequenza dell'entrata.

Il valore del condensatore C deve essere scelto per adattarsi alla gamma di frequenza richiesta (tabella 14.2.1). La resistenza variabile R è impiegata per tarare lo strumento.

Un misuratore a molte gamme può essere fatto includendo un commutatore per permettere il cambio del valore del condensatore C. A meno chè vengano usati condensatori di precisione, sarà necessaria una resistenza variabile R per ogni circuito. Un circuito di commutazione adatto è illustrato nella figura 14.2.2.

I circuiti (figg. 14.2.1 e 14.2.2) sono stati progettati per operare con una tensione d'ingresso maggiore di 2 V picco a picco da una sorgente di resistenza minore di 5 KΩ. La corrente assorbita dall'alimentazione a 9 V è circa 50 mA.

Portate di frequenza (Hz)	Valori di capacità (μF)
10 - 100	1
10 - 1.000	0,1
10 - 10.000	0,01
10 - 100.000	0,001
10 - 1,000.000	0,0001

Tabella 14.2.1

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.
2. Un condensatore adatto da 100 pF è il tipo ceramico.
3. Un condensatore temporizzatore adatto può essere di ceramica, o Mylar.

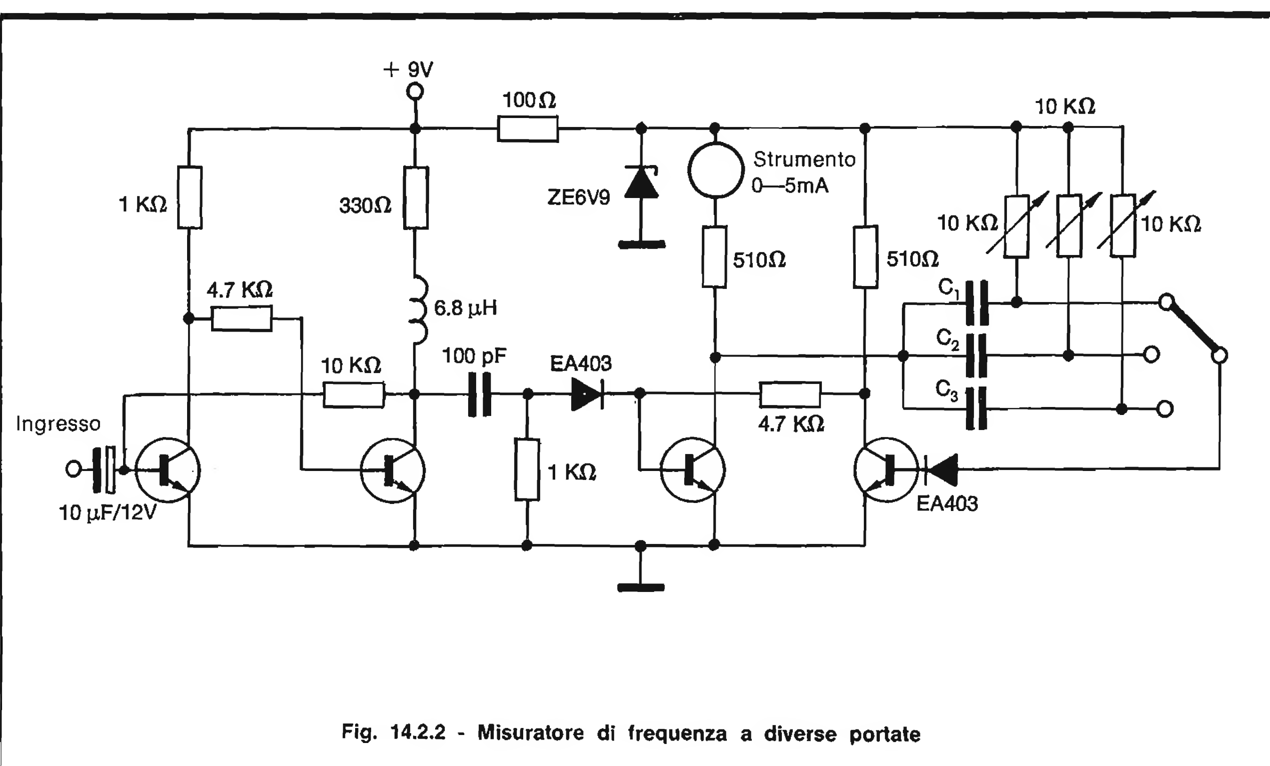


Fig. 14.2.2 - Misuratore di frequenza a diverse portate

15. TRASDUTTORI FOTOELETTRICI

15.1 CIRCUITI DI ALLARME IMPIEGANTI FOTOTRANSISTORI

In alcune importanti applicazioni industriali, quali contatori, programmatori, sensori di livello di liquidi, sistemi di allarme e di apertura automatica di porte, rivelatori di margine e apparati ottico-elettronici si impiegano circuiti di commutazione di tipo fotoelettrico.

Nelle figg. 15.1.1, 15.1.2 e 15.1.3 vengono riportati gli schemi di tre tipi di tali circuiti che sentono il passaggio luce-buio e producono di conseguenza un cambiamento di tensione d'uscita entro due determinati livelli.

La velocità di risposta raggiunge valori di parecchie centinaia di Hz e le loro caratteristiche sono tali da coprire le prevedibili esigenze di applicazioni industriali.

Il fototransistore planare al silicio n-p-n P20 possiede alta sensibilità ed elevata velocità di risposta alle variazioni luminose, e inoltre, grazie alla tecnologia planare è garantito un alto rapporto di corrente luce-buio. Fra l'altro a temperatura ambiente di 25 °C la corrente di buio è dell'ordine del nanoampere.

La sorgente luminosa è costituita da una lampada ad incandescenza (12 V - 2,5 W) posizionata da 5 a 10 cm di fronte al fototransistore; l'impiego di un adatto riflettore e/o di una lente focalizzatrice permette di estenderla a qualche metro.

Nel circuito di fig. 15.1.1, in grado di pilotare un carico $R_L \geq 10\ k\Omega$, la tensione d'uscita passa da 0,5 a 10 V in presenza di luce.

La fig. 15.1.2 mostra un circuito in cui il diodo controllato può pilotare una resistenza di carico $24\ \Omega \leq R_L \leq 1\ K\Omega$ il limite superiore di R_L essendo dovuto alla minima corrente di mantenimento (holding). In presenza di luce l'SCR non conduce, l'assenza di luce fa innescare l'SCR che continua a condurre finchè non si preme il pulsante di azzeramento. Il diodo è necessario quando il carico è di tipo induttivo.

Il circuito di fig. 15.1.3 è perfettamente identico, come funzionamento, a quello di fig. 15.1.2, eccetto che il carico viene alimentato illuminando il fototransistore.

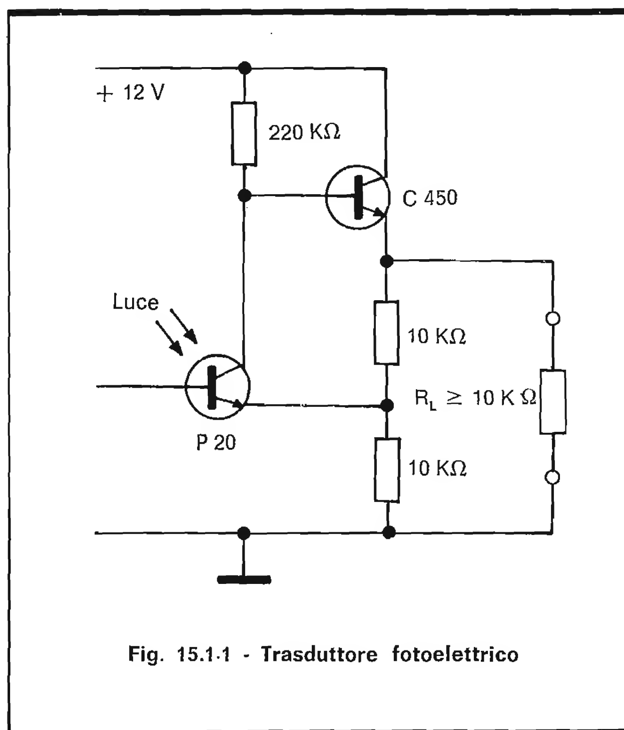


Fig. 15.1.1 - Trasduttore fotoelettrico

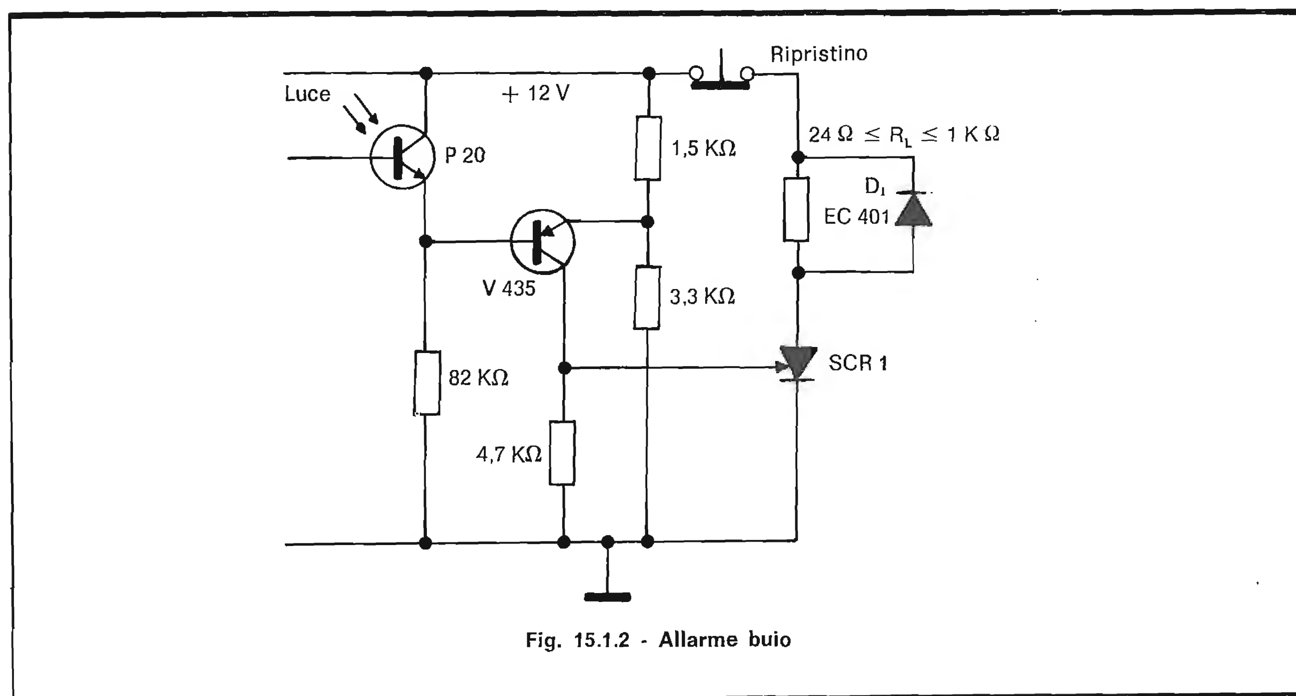


Fig. 15.1.2 - Allarme buio

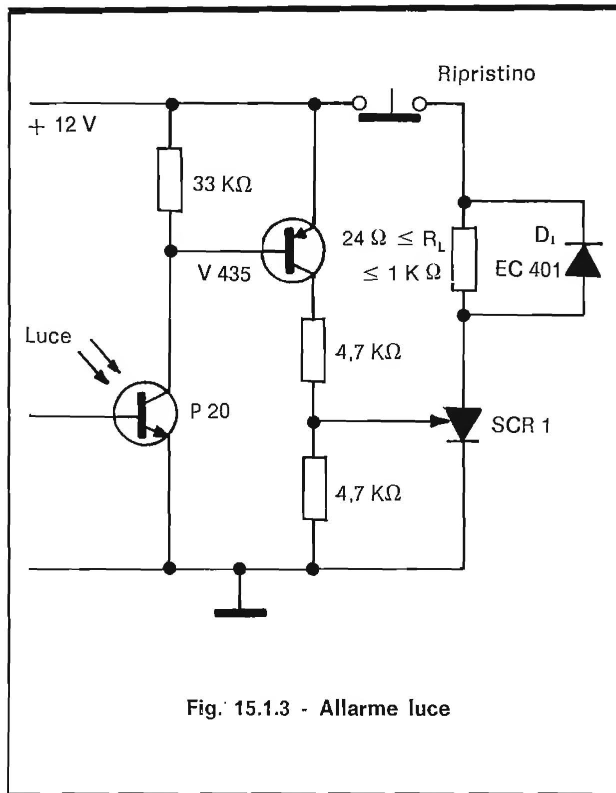


Fig. 15.1.3 - Allarme luce

Come dati supplementari vengono riportati i diagrammi che forniscono la sensibilità del fototransistore in funzione della resistenza base-emettitore e della temperatura ambiente (fig. 15.1.4 e 15.1.5) con $V_{CE} = 25$ V.

La sensibilità S_{CE} dipende dalla tensione collettore-emettitore e decresce solamente del 10 ÷ 15% se questa scende al valore di 2 V. Risulta evidente che l'inserzione di una resistenza fra base ed emettitore del P20 è conveniente solo se si vuole diminuire la sensibilità.

NOTE

1. Le resistenze possono essere da ¼ W al 10%.

2. I dispositivi SCR 1 sono diodi controllati aventi le seguenti caratteristiche:
   $V_{BO} = 50$ V min
   $I_{GF} = 0{,}25$ mA
   $I_H = 1$ mA
   $I_F = 2$ A

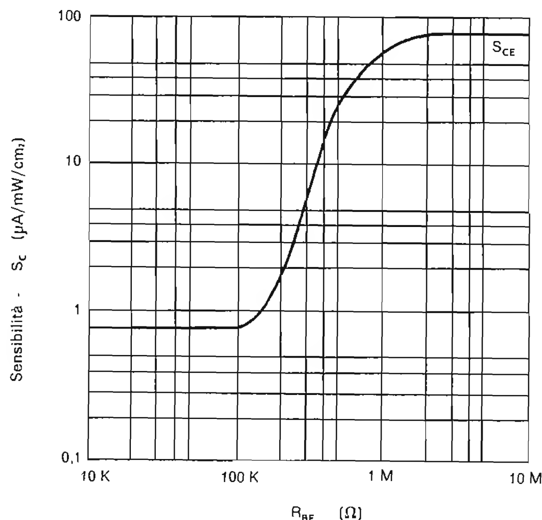


Fig. 15.1.4 - Sensibilità tipiche del fototransistore P20 in funzione della resistenza base-emettitore

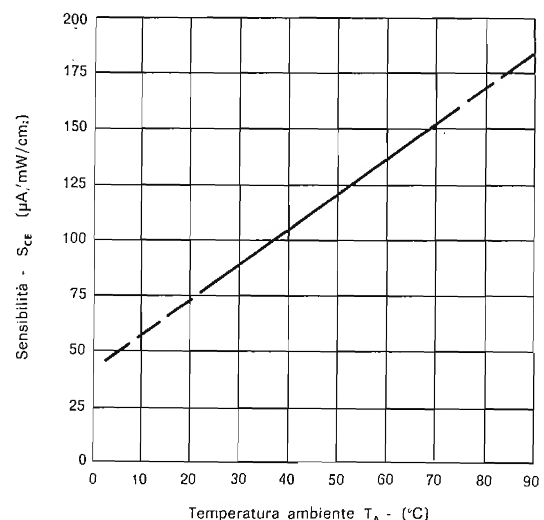


Fig. 15.1.5 - Sensibilità tipiche del fototransistore P20 in funzione della temperatura ambiente

16. TRASMETTITORI DI COMANDI SENZA CONTATTI

16.1 INTRODUZIONE

Il trasmettitore di comandi senza contatti è essenzialmente costituito da un oscillatore e da un circuito di rettificazione impieganti rispettivamente un transistore C 424 ed un diodo EA 403.

L'oscillatore è disposto in modo che inserendo un pezzo di materiale metallico tra le espansioni polari delle bobine dei circuiti risonanti l'oscillazione si blocca e conseguentemente la tensione rettificata dal diodo cade a zero.

Il trasmettitore in oggetto trova naturale applicazione ove si desiderino frequenze operative elevate, precisione d'intervento, insensibilità alle influenze esterne come le vibrazioni, la polvere, vapori, etc.

16.2 SEMPLICE TRASMETTITORE DI COMANDI SENZA CONTATTI

Lo schema elettrico del trasmettitore di comandi è riportato in Fig. 16.2.1.

L'oscillatore comprende due circuiti risonanti posti rispettivamente alla base ed al collettore di Q_1 e l'accoppiamento di reazione è opportunamente ottenuto attraverso un vano della larghezza di 4 mm.

Le dimensioni fisiche delle bobine dei circuiti risonanti ed il campo magnetico di dispersione sono rappresentati in Fig. 16.2.2. Se nel campo di dispersione si pone un oggetto conduttore, non necessariamente con proprietà magnetiche, in esso si inducono delle correnti che sottraggono energia ai circuiti risonanti: questo provoca uno smorzamento dell'oscillazione ed infine il blocco dell'oscillatore. Allontanando l'oggetto si ripristinano immediatamente le condizioni iniziali.

Il circuito comprendente il diodo rettificatore è sospeso da massa così che la polarità della tensione continua in uscita può essere convenientemente scelta. Il diodo rettificatore è seguito inoltre da un filtro RC avente lo scopo di attenuare il residuo ad R.F. ad un livello trascurabile. Si noti che le capacità C_1 e C_2 sono in polistirolo, mentre tutti gli altri condensatori sono ceramici.

L'apparecchio, le cui dimensioni sono riportate in Fig. 16.2.3, può funzionare per temperature ambienti comprese tra — 20 °C e + 80 °C.

Nella Tabella 16.2.1 sono riportate le prestazioni principali.

Fig. 16.2.1 - Schema elettrico del trasmettitore di comandi

PRESTAZIONI

Tensione di alimentazione	12V D.C. ± 10%
Corrente assorbita	14 mA
Frequenza di funzionamento	600 KHz
Tempo di ripristino	0,5 mS
Tensione continua in uscita	6 V ± 15%
Impedenza d'uscita	5 K Ω
Residuo R.F. in uscita (riferito a massa)	150 mV picco-picco
Temperatura ambiente di funzionamento	— 20 ÷ + 80 °C

CONDIZIONI OPERATIVE:

Larghezza minima per una piastrina di alluminio di 2 mm di spessore	≥ 0,8 mm
Spessore minimo per una piastra di alluminio di 50 mm di larghezza	≥ 0,05 mm

Tabella 16.2.1

L'isteresi misurata con una piastrina di alluminio di 50 x 50 x 2 mm. mossa in senso longitudinale è inferiore a 0,3 mm.

Le variazioni della distanza di intervento « D » (Fig. 16.2.4) per una variazione nominale del ± 5% della tensione di alimentazione sono inferiori a **0,05 mm**.

Nel campo di temperatura di funzionamento (— 20 ÷ + 80 °C) la variazione di « D » è contenuta entro 2,5 mm.

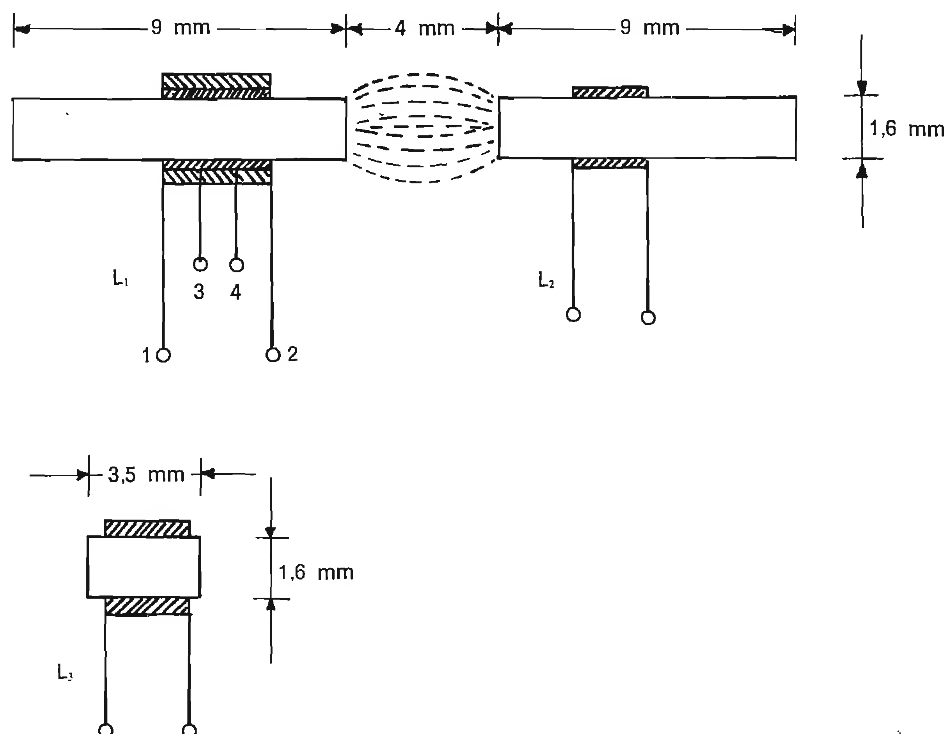


Fig. 16.2.2 - Dimensioni fisiche delle bobine

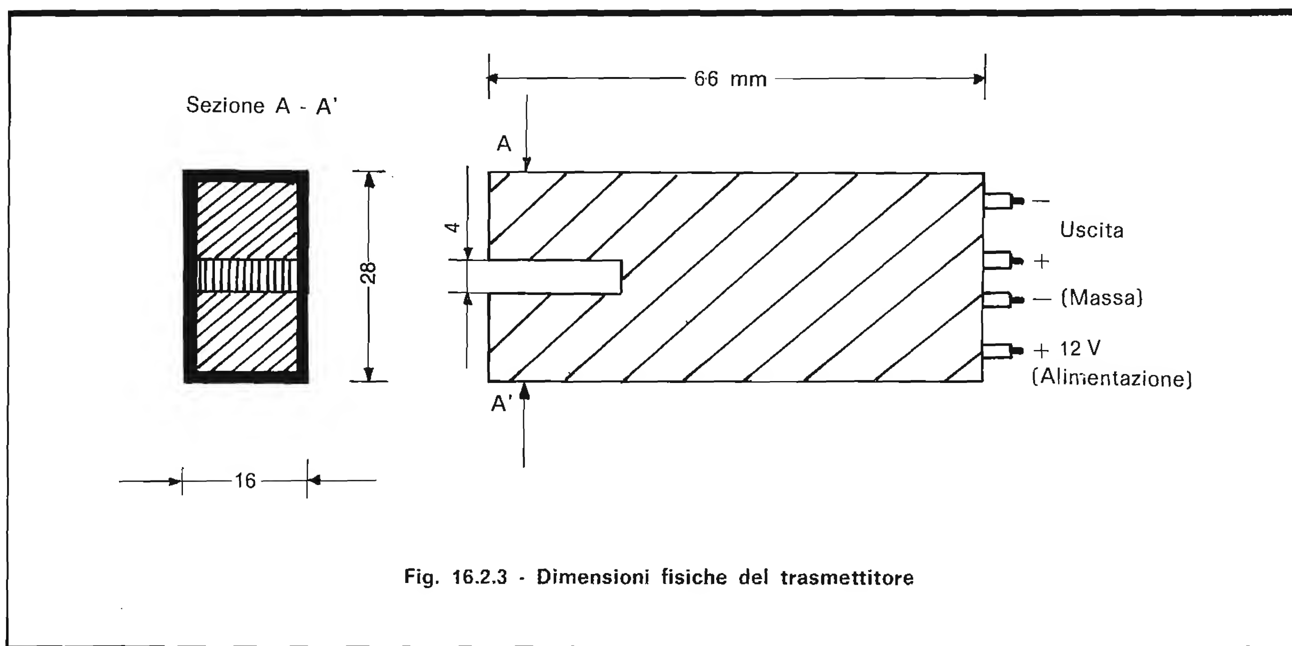


Fig. 16.2.3 - Dimensioni fisiche del trasmettitore

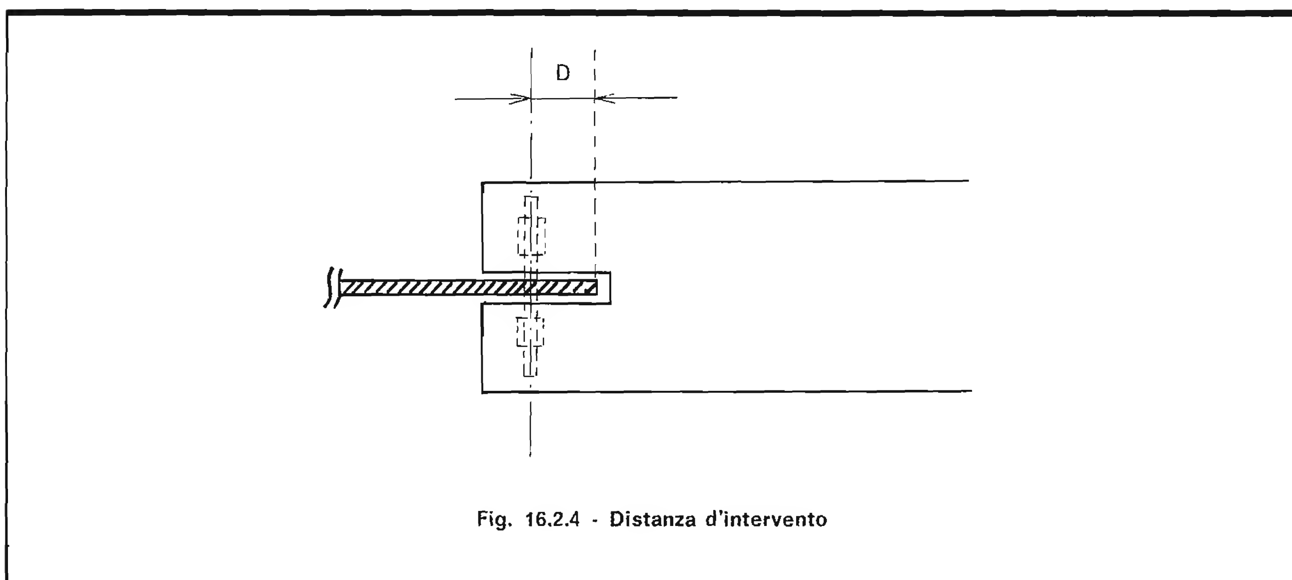


Fig. 16.2.4 - Distanza d'intervento

NOTE

1. L_1 = Avvolgimento interno (punti 3-4) 15 spire - Filo smaltato 0,1 Ø.
   L_1 = Avvolgimento esterno (punti 1-2) 50 spire - Filo smaltato 0,1 Ø.
   L_2 = Avvolgimento 15 spire - Filo smaltato 0,1 Ø.
   L_3 = Avvolgimento 40 spire - Filo smaltato 0,1 Ø.
   Tutte le bobine sono avvolte su estrusione di FERRITE PHILIPS TIPO C 1,6/28.

2. Il materiale di costruzione della scatola esterna è ottone sp. 0,8 mm.

17. CIRCUITI PER MISURE DI TEMPERATURA

17.1 INTRODUZIONE

I trasduttori termoelettrici più comunemente usati sono: le termocoppie, le termoresistenze, e i termistori.

Per amplificare i segnali provenienti da questi trasduttori si rimanda alla sezione 4 dove sono riportati diversi amplificatori in continua.

È meno nota la possibilità di utilizzare una giunzione al silicio planare per realizzare termometri di una certa precisione e di notevole semplicità. In questa sezione vengono proposti due semplici termometri, uno per le misure di temperature comprese tra 0 e 150 °C e uno per misure di differenze di temperatura tra due punti comprese tra — 55 e + 150 °C.

17.2 TERMOMETRO A TRANSISTORI

La tensione base-emettitore dei transistori planari al silicio risulta essere un'ottima funzione termometrica nella gamma di temperatura — 50 ÷ + 150 °C e inoltre presenta eccellenti caratteristiche di stabilità nel tempo; precisamente per $V_{CB} = 0$

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE} \cdot q}{kT}}$$

ove

$$V_{BE} > 4\,kT/q$$

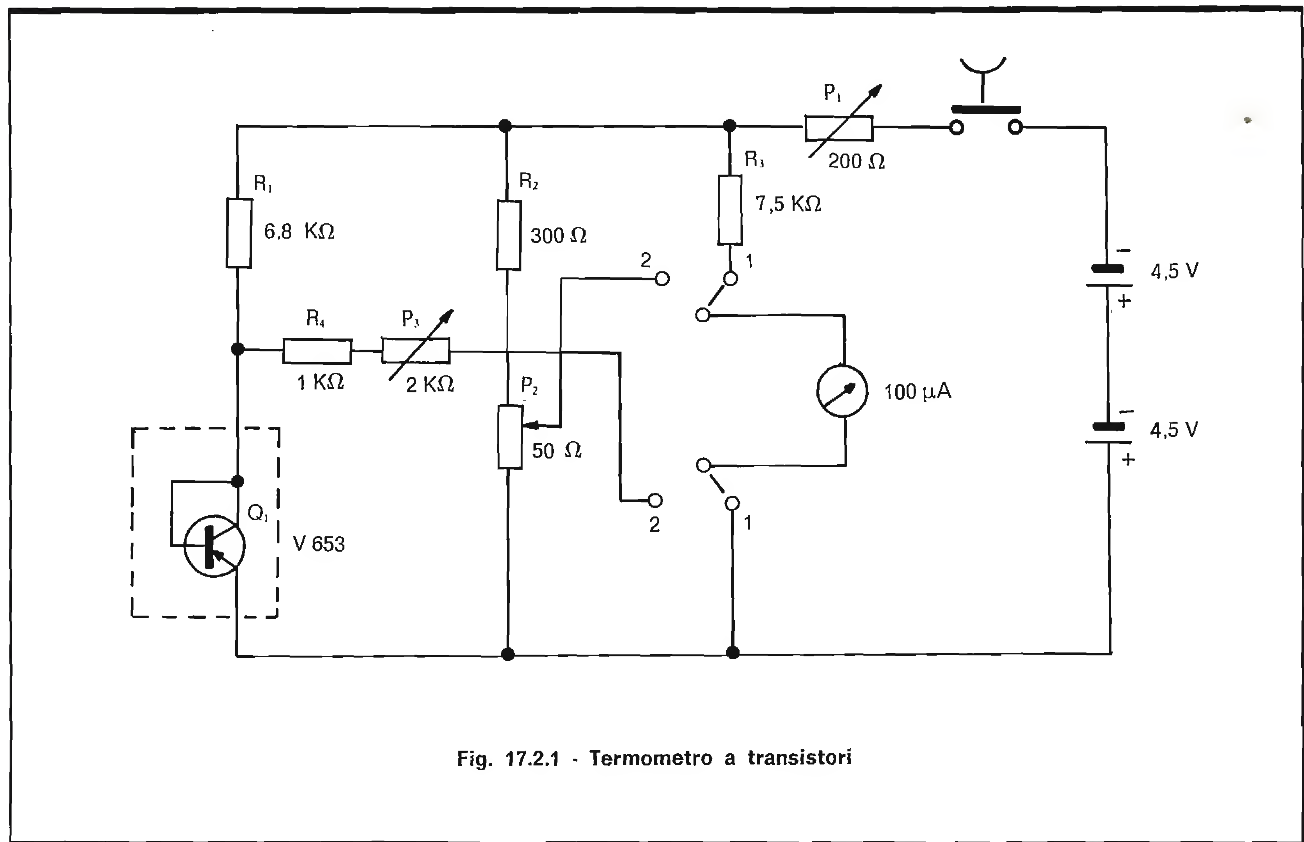


Fig. 17.2.1 - Termometro a transistori

q = carica dell'elettrone
k = costante di Boltzmann
T = temperatura assoluta
I_S è a sua volta funzione della temperatura

$$I_S = f\,(T)$$

Da un esame teorico condotto partendo da queste equazioni si è ricavato che il coefficiente termico della V_{BE} è indipendente dalla temperatura, nel campo di misura preso in esame, a meno di qualche percento del valore che si ha a 25 °C.

Particolarmente indicato è il transistore V741 in contenitore metallico di piccole dimensioni che possiede una ridotta costante di tempo termica e quindi una elevata velocità di risposta accanto ad una trascurabile perturbazione dell'elemento da misurare. In fig. 17.2.1 è rappresentato lo schema elettrico per la misura della temperatura assoluta fra 0 e 150 °C. La tensione di riferimento è ottenuta tramite un partitore a bassa resistenza, mentre

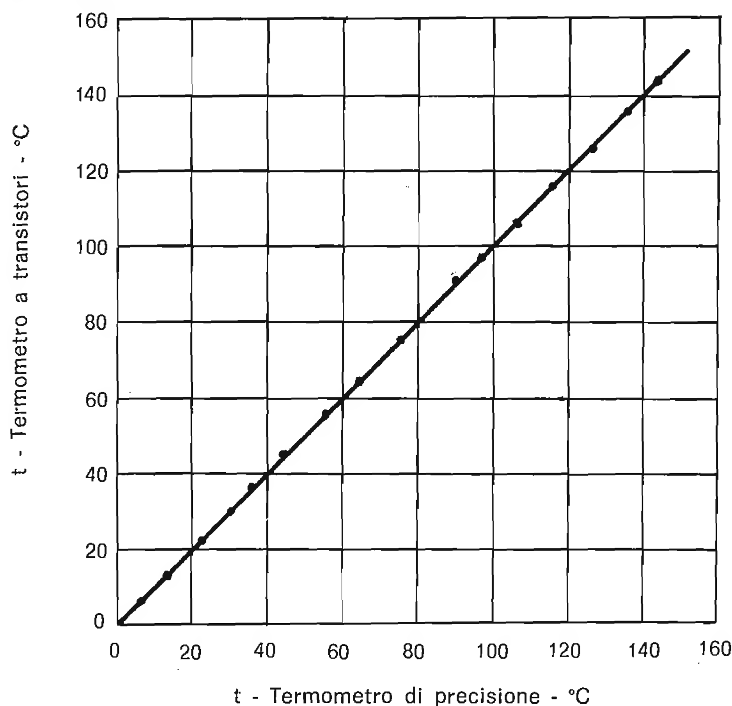


Fig. 17.2.2 - Temperature lette con il termometro a transistore in funzione delle corrispondenti misure di un termometro di precisione

lo strumento indicatore è da 100 µA f.s. La procedura di calibrazione iniziale è la seguente:

a) Con il commutatore nella posizione 1 si agisce su P1 fino a portare lo strumento indicatore a f.s.;
b) con il commutatore nella posizione 2 e l'elemento sensibile a 0 °C si agisce sul potenziometro P2 fino a che lo strumento indicatore segna zero;
c) con il commutatore nella posizione 2 e l'elemento sensibile a 150 °C si agisce su P3 fino a portare lo strumento a f.s.

Prima però di eseguire una misura o un ciclo di misure è necessario ripetere la prima operazione onde eliminare l'influenza delle variazioni della tensione di batteria. Per effettuare la misura si procede quindi nel seguente modo:

1. chiudere l'interruttore onde alimentare il circuito;
2. con il commutatore nella posizione 1 (cal.) agire sul potenziometro fino a che lo strumento è a f.s.;
3. portare il commutatore nella posizione 2 (Mis.) ed eseguire la misura.

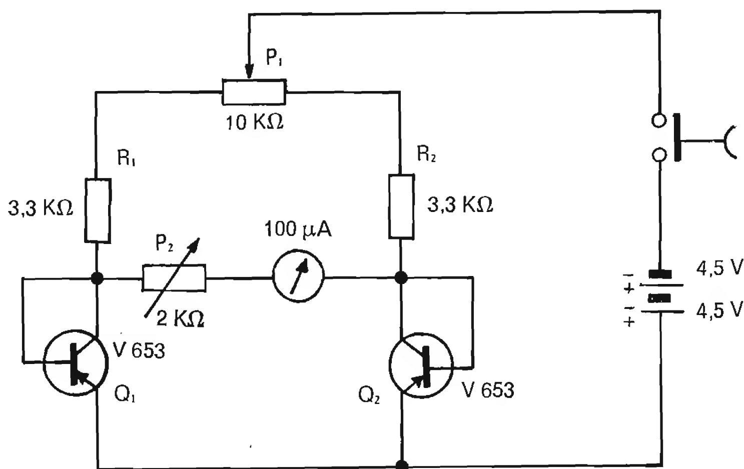


Fig. 17.3.1 - Termometro elettrico a differenza

Per quanto riguarda la precisione si è trovato che esiste una compensazione fra le diverse cause di non linearità per cui l'errore globale può ritenersi all'incirca dello 1%. La Fig. 17.2.2, mettendo a confronto la temperatura misurata col sistema a transistor con quella ottenuta da un termometro di precisione conferma esattamente questo risultato.

17.3 TERMOMETRO A DIFFERENZA

Quando invece interessi conoscere la differenza di temperatura fra due punti si impiega un termometro differenziale il cui schema è riportato in fig. 17.3.1. I potenziometri servono a calibrare lo strumento eliminando gli errori dovuti alle differenze di V_{BE} e del loro coefficiente termico. Lo strumento (f.s. 100 μA) è in grado di leggere una differenza di temperatura di 100 °C nel campo — 50 ÷ + 150 °C. La calibrazione viene effettuata nel seguente modo:

a) con i transistori Q1 e Q2 alla stessa temperatura si agisce su P1 fino a che lo strumento indicatore segna zero;
b) con le sonde poste a 100 °C di differenza si agisce su P2 fino a portare lo strumento a f.s.

Dopodichè per procedere alla misura basta alimentare il circuito. La precisione dello strumento, oltre ad essere influenzata dalle cause che sono state esaminate in precedenza, risente anche del valore finito della reiezione alla temperatura comune. Tale causa di errore è comunque molto piccola in quanto per transistori planari al silicio tale reiezione è dell'ordine di 60 dB.

Da notare infine che essendo i collettori connessi al contenitore occorre prevedere un eventuale isolamento per evitare di metterli in corto circuito.

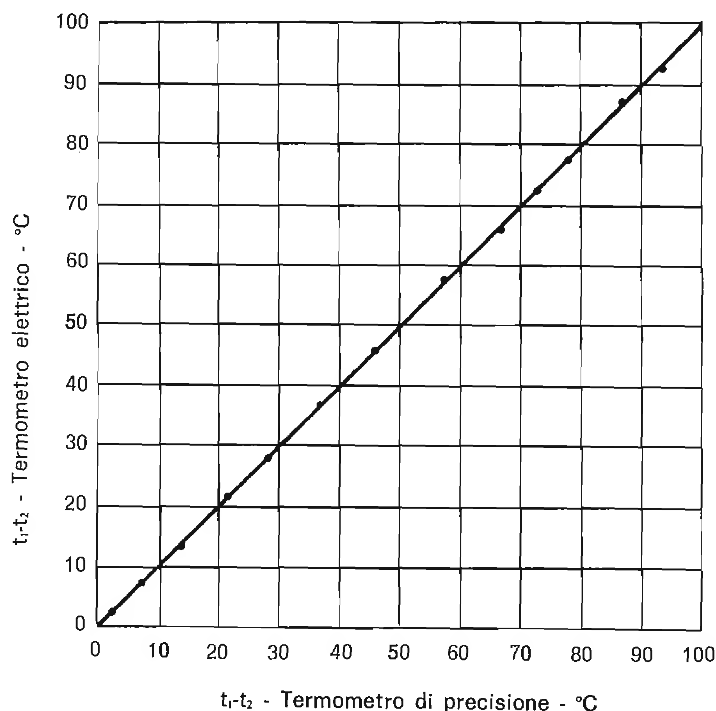


Fig. 17.3.2 - Differenza di temperature lette con il termometro a transistori in funzione delle corrispondenti misure con termometri di precisione

18. CIRCUITI DI ALIMENTAZIONE

18.1 INTRODUZIONE

Una gamma di progetti per alimentatori in corrente continua è data in questa sezione. Benchè i circuiti siano stati progettati per essere usati nei circuiti descritti in questo manuale, essi possono essere utili in molte altre applicazioni.

Tutti i circuiti sono stati progettati per operare in un campo di temperatura da 0 a 55°C. Dove la temperatura massima ambiente sia inferiore ai 55°C ci si può permettere una riduzione delle dimensioni dei dissipatori.

18.2 ALIMENTATORI STABILIZZATI IN CORRENTE CONTINUA (+6 V)

Molti dei circuiti di questo manuale sono stati progettati per operare con una sorgente di 6 V. Un assieme di fonti di alimentazione in corrente continua adatte per essere usate con questi circuiti e illustrate in questa sezione è dato nella tabella 18.2.1.

Tensione di uscita Nominale (V)	Tolleranze	Corrente di uscita Max. (mA)	Note	Circuito
6	± 10%	20		Fig. 18.2.1
6	± 10%	50		Fig. 18.2.2
6	± 10%	250		Fig. 18.2.3
6	± 1%	100	Alta stabilità protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.2.4
6	± 1%	250	Alta stabilità protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.2.5
6	± 1,5%	500	Alta stabilità	Fig. 18.2.6
6	± 1,5%	500	Alta stabilità protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.2.7
6	± 2%	1000	Alta stabilità	Fig. 18.2.8
6	± 2%	1000	Alta stabilità protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.2.9

Tabella 18.2.1

18.2.1 Alimentatore stabilizzato (6 V 20 mA)

Il più semplice alimentatore stabilizzato (fig. 18.2.1) usa dei diodi Zener. Ha queste caratteristiche:

tensione di uscita	6 V
tolleranza della tensione di uscita	± 10%
massima corrente di uscita	20 mA
ripple della tensione di uscita (a pieno carico)	50 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 e R_2).

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
tensione di uscita: 11-0-11V eff a 25 mA corrente continua
resistenza dell'avvolgimento < 50 Ω (secondario e primario riflesso).

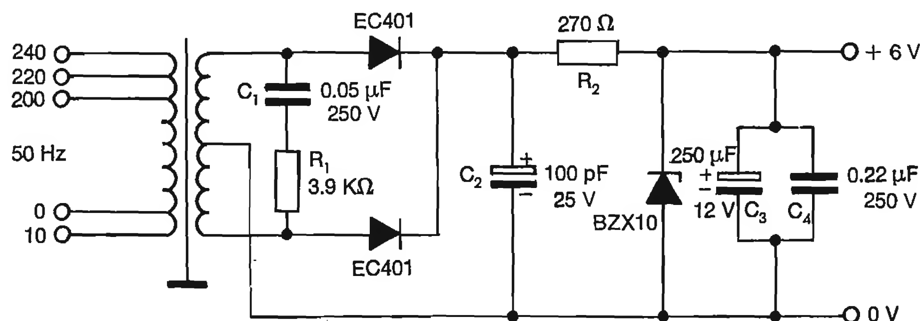


Fig. 18.2.1 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 20 mA

18.2.2 Alimentatore stabilizzato (6 V 50 mA)

Il semplice alimentatore stabilizzato (fig. 18.2.2) usa un diodo Zener e un transistore in serie come stabilizzatore. Non si richiedono dissipatori.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	6 V
tolleranza della tensione di uscita	± 10%
massima corrente di uscita	50 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3).

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
uscita: 8,5-0-8,5 V eff a 55 mA in continua resistenza dell'avvolgimento: < 22 Ω (secondario e primario riflesso).

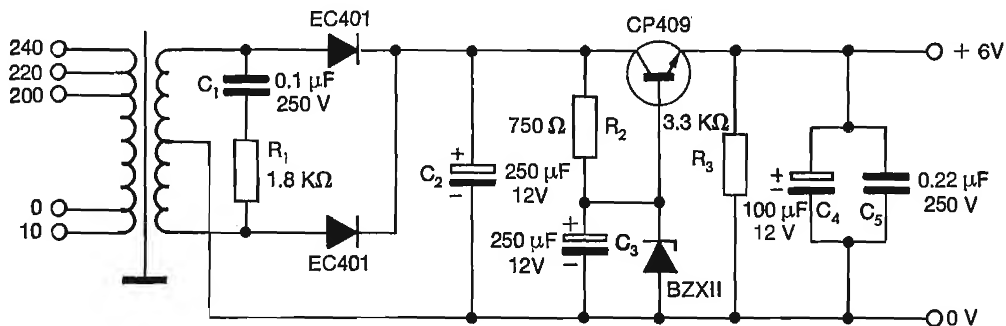


Fig. 18.2.2 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 50 mA

18.2.3 Alimentatore stabilizzato (6 V 250 mA)

Il semplice alimentatore stabilizzato (fig. 18.2.3) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	6 V
tolleranza della tensione di uscita	±10%
massima corrente di uscita	250 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3).
2. Un dissipatore adatto per il transistore CP409 è il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono: tensione di uscita 8,5-0-8,5 V eff a 260 mA in continua resistenza dell'avvolgimento <5Ω (secondario e primario riflesso)
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A

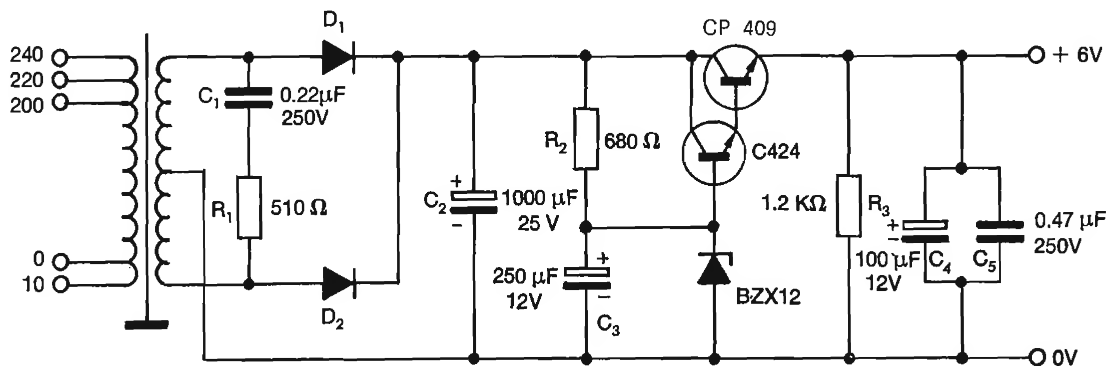


Fig. 18.2.3 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 250 mA

18.2.4 Alimentatore stabilizzato (6 V 100 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore di precisione (fig. 18.2.4) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Quando la corrente massima specificata in uscita è sorpassata, il transistore stabilizzatore di serie diventa saturo e la corrente disponibile è limitata a circa 300 mA. Il circuito è progettato per operare in sicurezza sotto condizioni di cortocircuito permanenti. Si prevede un potenziometro per permettere la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. E' richiesto un dissipatore per il transistore di uscita.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita nominale	6 V
gamma di tensione di uscita	da 5,5 a 6,5 V
resistenza di uscita	100 mΩ
impedenza di uscita fino a 100 KHz	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% nella variazione della alimentazione)	100 : 1
rumore e residuo all'uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente stabilizzata di uscita	100 mA
corrente di corto circuito all'uscita	300 mA (circa)

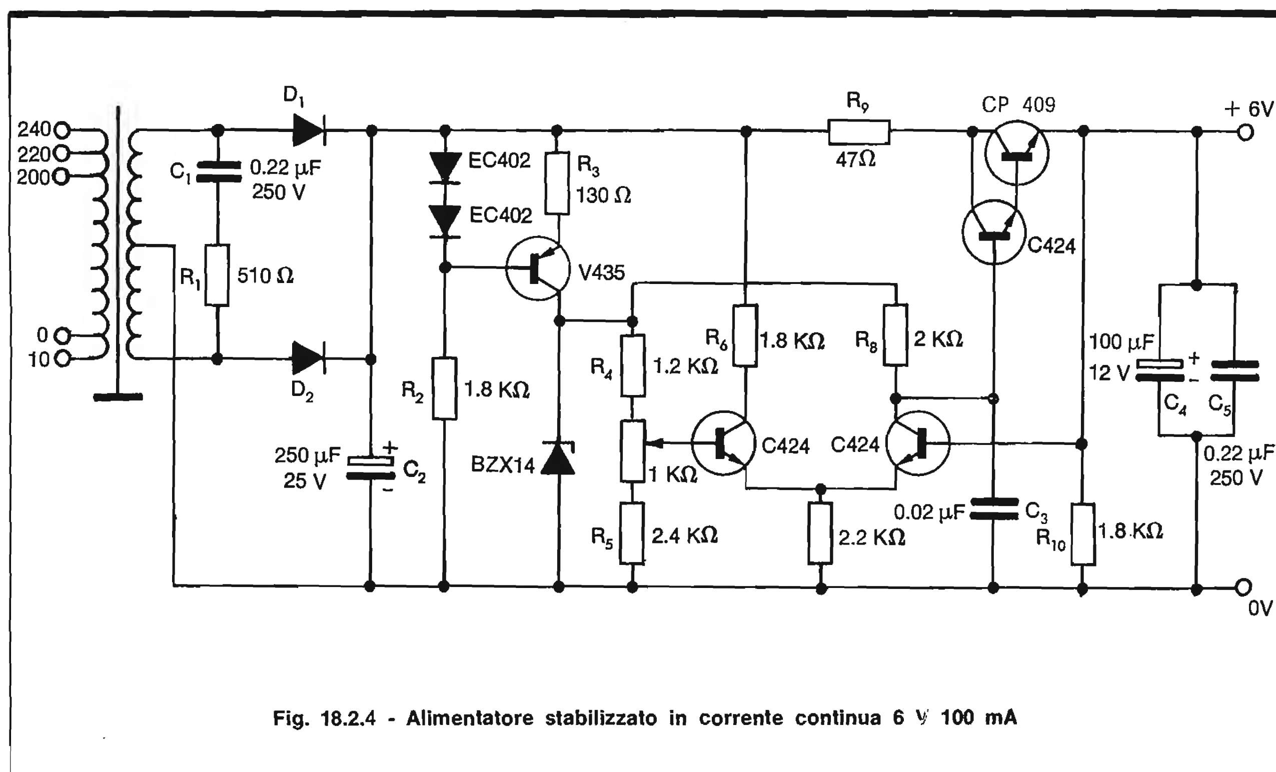


Fig. 18.2.4 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 100 mA

NOTE

1. I resistori adatti son da 1-2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_8, R_{10}), o i tipi da 6 W al 5% di tolleranza (R_9).
2. Un dissipatore adatto per il transistore CP409 è il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono: tensione di uscita 13-0-13 V eff a 120 mA di continua resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <23Ω
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A.

18.2.5 Alimentatore stabilizzato (6 V 250 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.2.5.) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Quando la massima corrente di uscita specificata è sorpassata, il transistore stabilizzatore si satura e la corrente disponibile è limitata a circa 700 mA. Il circuito è progettato per operare in sicurezza sotto condizioni di corto circuito permanente. Un potenziometro è previsto per regolare la tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita non richiede dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita nominale	6 V
campo della tensione di uscita	da 5,5 a 6,5 V
impedenza di uscita fino a 100 KHz	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% nella variazione della alimentazione)	100 : 1
rumore e residuo di uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
massima corrente stabilizzata in uscita	250 mA
corrente di uscita di corto circuito	700 mA (circa)
gamma di temperatura	da 0 a 55°C

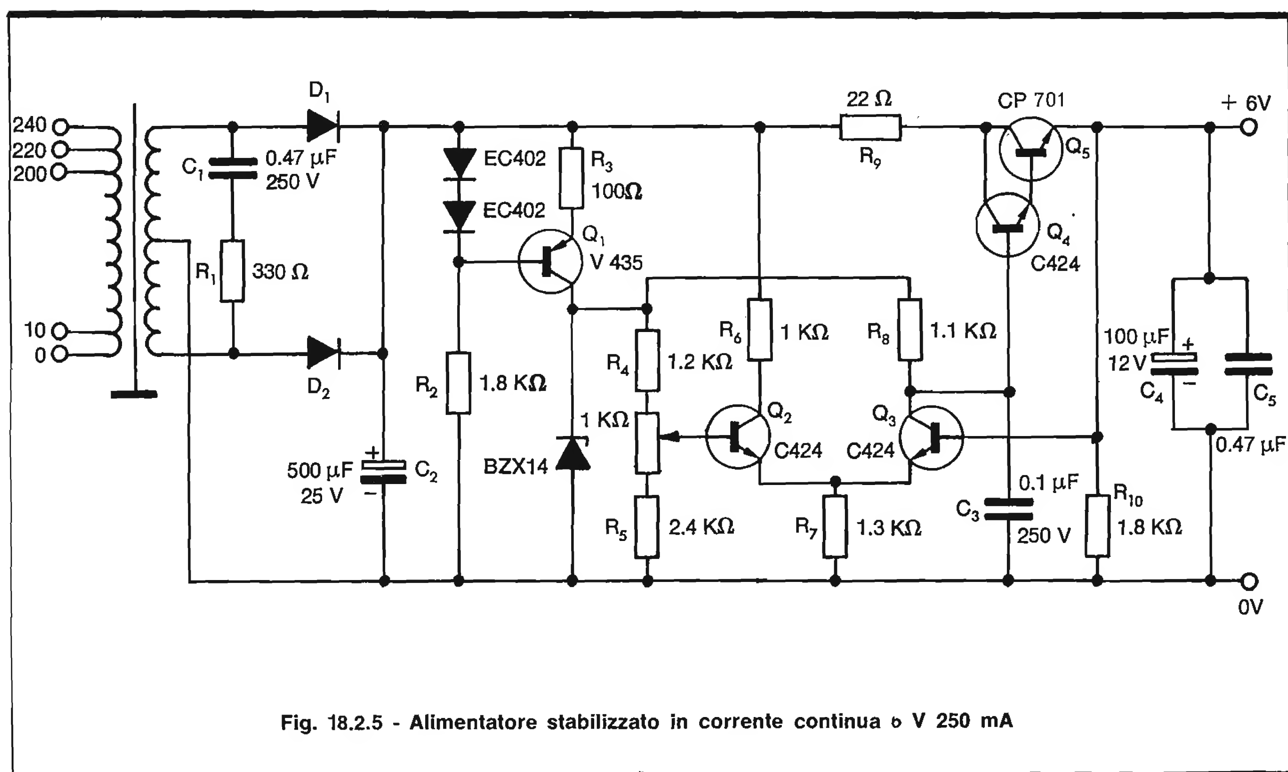


Fig. 18.2.5 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 250 mA

NOTE

1. Suggeriamo i resistori da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_8, R_{10}), da 12 W al 5% di tolleranza (R_9).

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita 13-0-13 V rms a 270 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <100Ω

3. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.2.6 Alimentatore stabilizzato (6 V 500 mA)

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.2.6.) impiega un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione. Un potenziometro è impiegato per regolare la tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita non richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita nominale	6 V
campo della tensione di uscita	da 5,5 a 6,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione della alimentazione)	100 : 1
rumore e residuo di uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata alla uscita	500 mA
temperatura	da 0 a 55°C

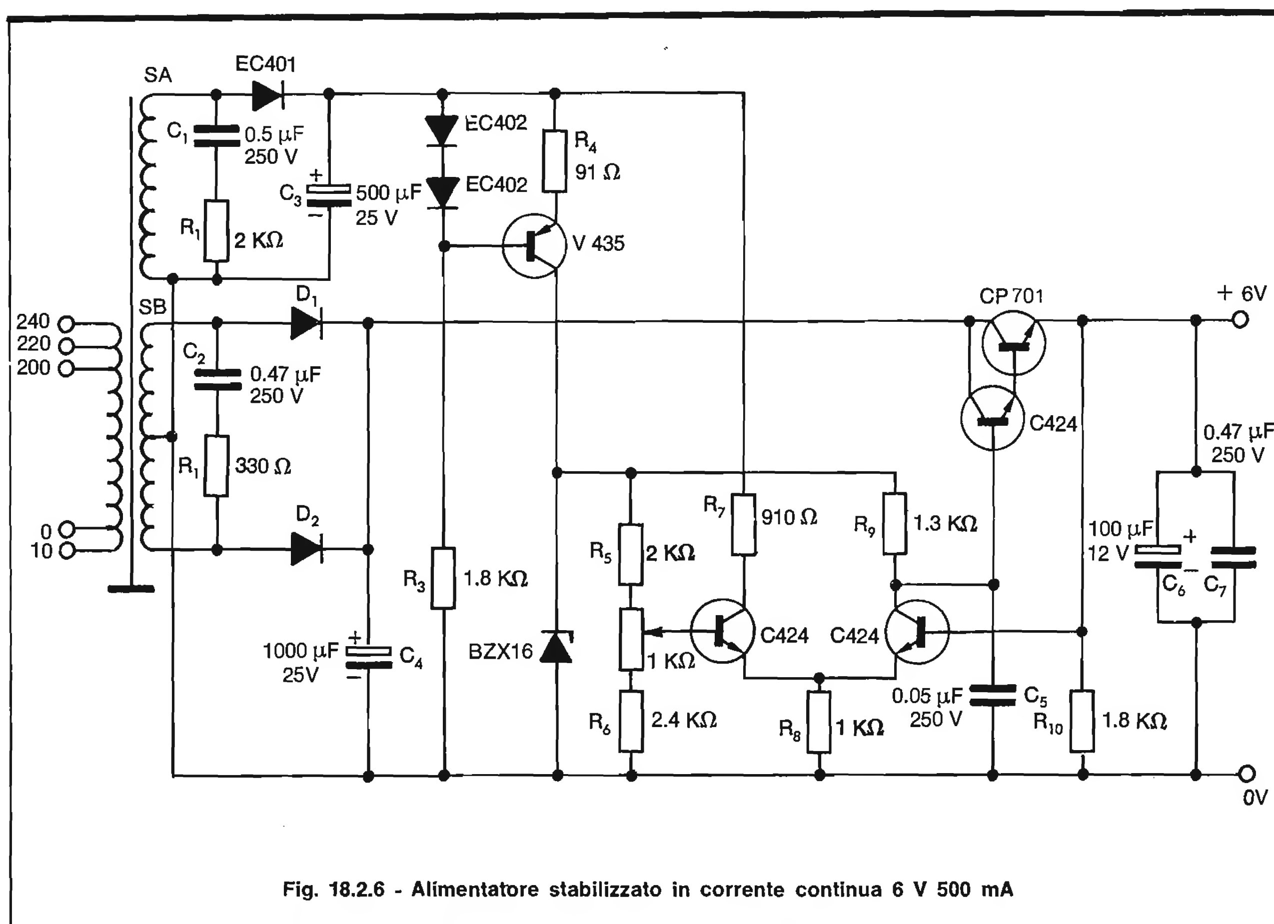


Fig. 18.2.6 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 500 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_{10}).
2. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   secondario A:

   tensione di uscita 0-13 V eff a 90 mA eff

   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <6Ω

   secondario B:

   tensione di uscita 8,5-0-8,5 V eff a 270 mA in continua

   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <2,5Ω
3. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.2.7 Alimentatore stabilizzato (6 V 500 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.2.7) impiega un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. La protezione per i cortocircuiti è effettuata per mezzo di un transistore, il quale limita a circa 600 mA la corrente di corto circuito in uscita. Il circuito è progettato per una protezione continua contro i cortocircuiti. E' impiegato un potenziometro per regolare la tensione di uscita da un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	6 V
campo della tensione di uscita	da 5,5 a 6,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione della alimentazione)	100 : 1
rumore e residuo all'uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata alla uscita	500 mA
corrente di corto circuito all'uscita	600 mA (circa)
temperatura	0÷55°C

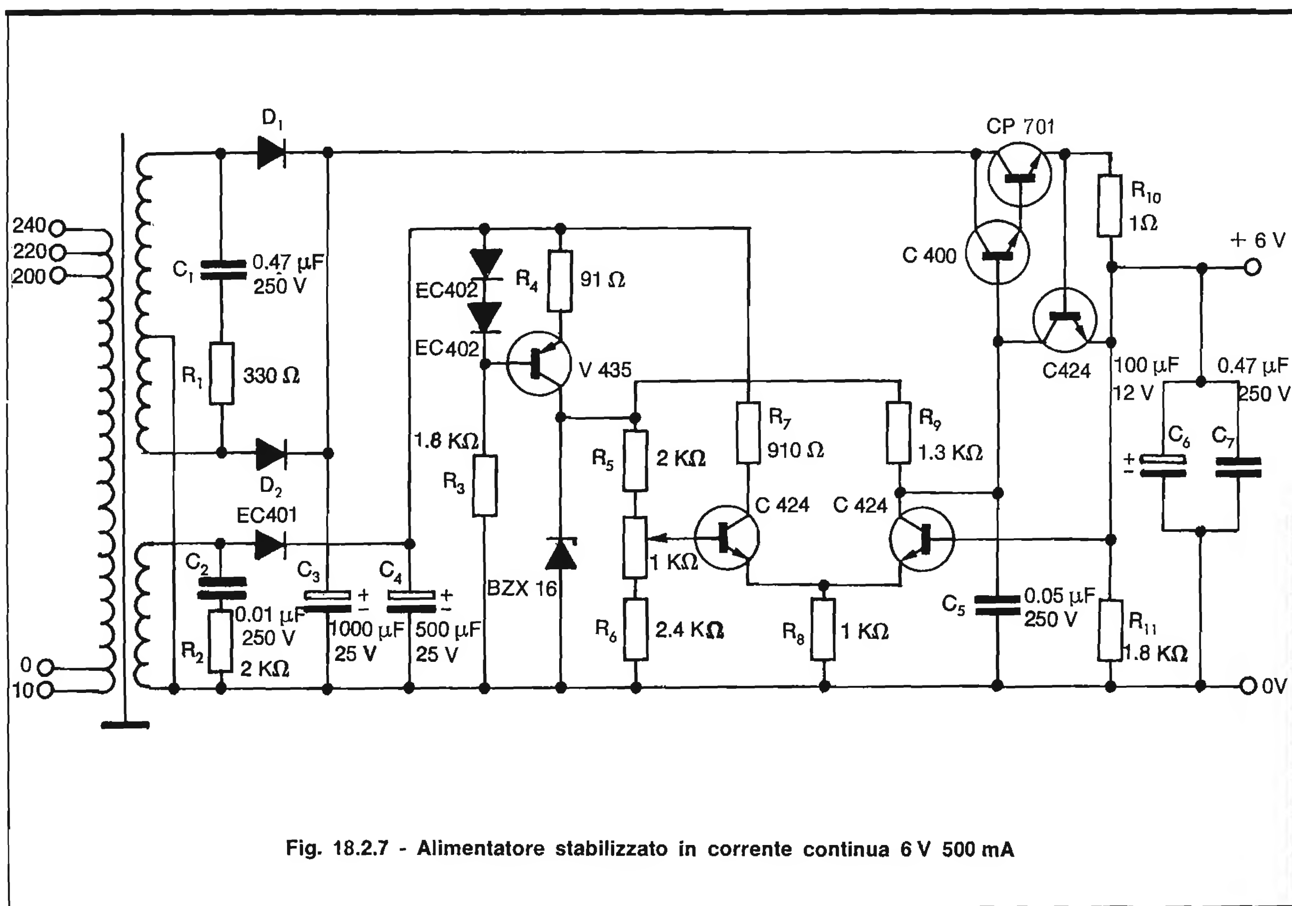


Fig. 18.2.7 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 500 mA

NOTE

1. Suggeriamo i seguenti resistori:
   da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_2 - R_{11}).
   da 1 W al 10% di tolleranza (R_{10}).
2. Un dissipatore adatto per il CP 701 è il tipo 35 A di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   secondario A:
   tensione di uscita 9-0-9 V eff a 600 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 2,5Ω
   secondario B:
   tensione di uscita 0-13 V eff a 90 mA eff
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 6Ω
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.2.8 Alimentatore stabilizzato (6 V 1 A)

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.2.8) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	6 V
gamma della tensione di uscita	da 5,5 a 6,5 V
resistenza di uscita	30 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione della alimentazione)	100 : 1
residuo e rumore di uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente di uscita	1 A
temperatura	da 0 a 55°C

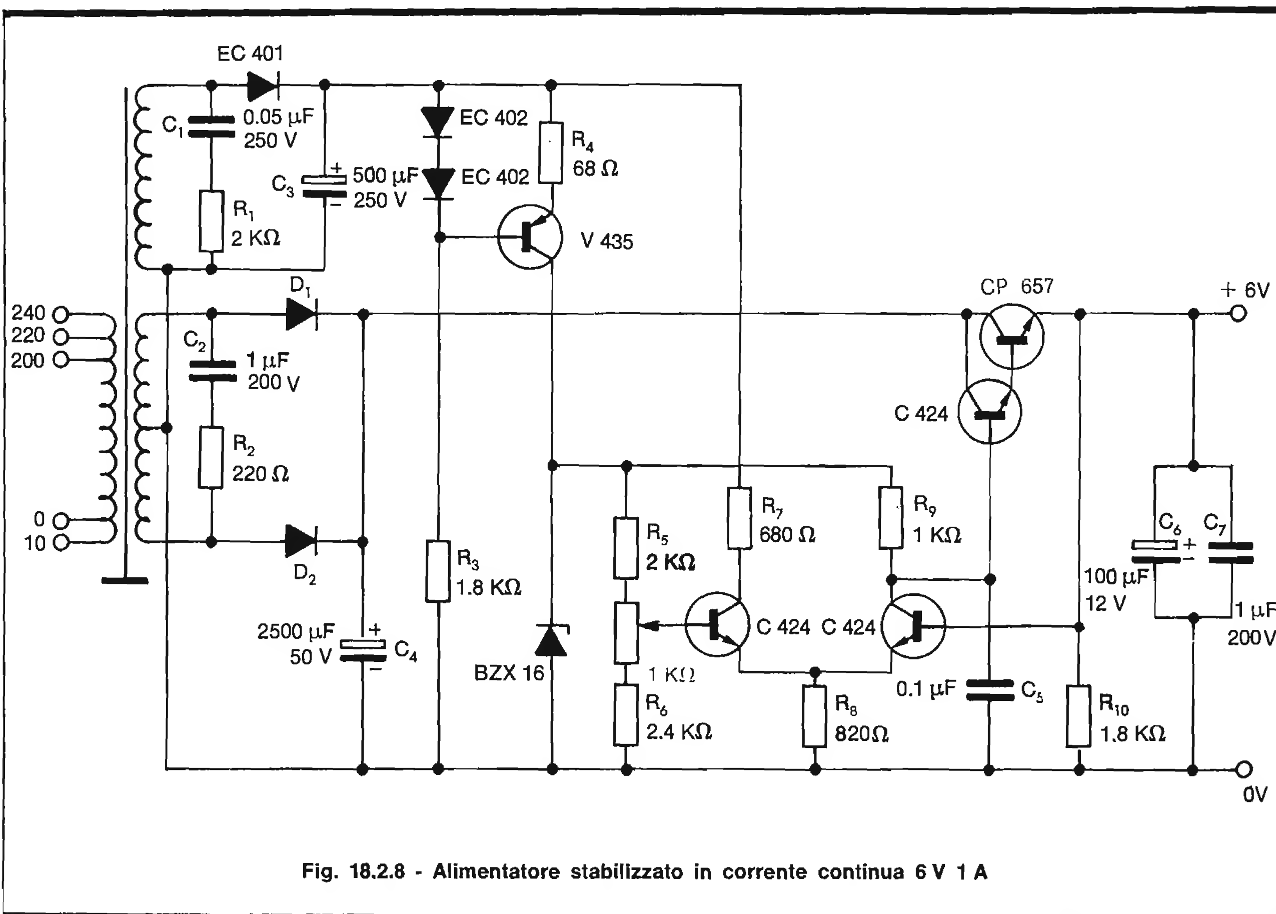


Fig. 18.2.8 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 1 A

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.
2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 657 è il tipo 35 A di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   secondario A:
   tensione di uscita 8,5-0-8,5 V eff a 1 A
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 1,3Ω
   secondario B:
   tensione di uscita 0-13 V eff a 120 mA eff
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 5Ω
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

18.2.9 Alimentatore stabilizzato (6 V 1 A) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.2.9) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Per la protezione contro i cortocircuiti è impiegato un transistore, il quale limita la corrente di cortocircuito all'uscita a circa 1,2 A. Il circuito è progettato per una protezione continua contro i cortocircuiti. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	6 V
campo della tensione di uscita	5,5 ÷ 6,5 V
resistenza di uscita	30 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione della alimentazione)	100 : 1
residuo e rumore di uscita	2 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 3 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata alla uscita	1 A
corrente di corto circuito all'uscita	1,2 A (circa)
temperatura	0 ÷ 55°C

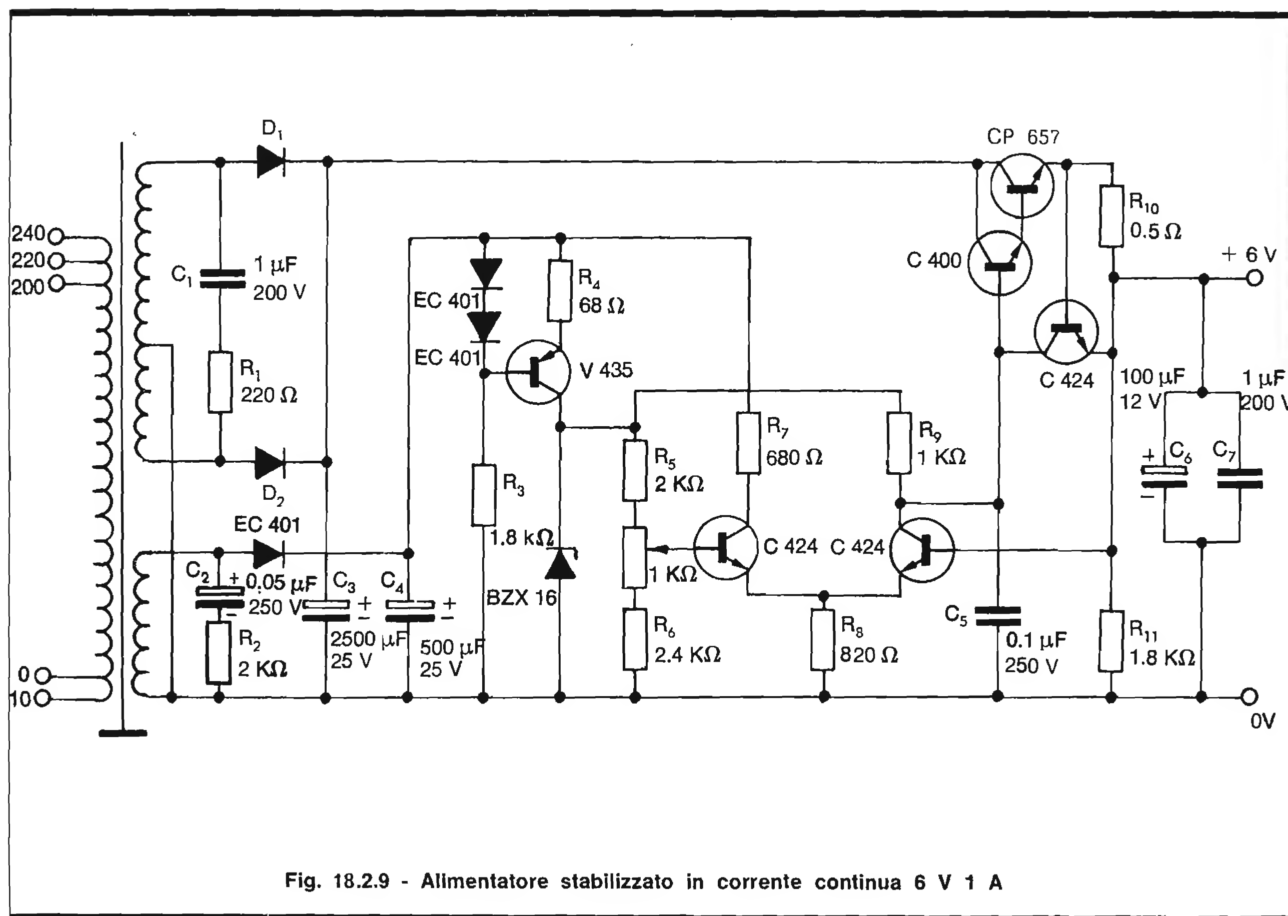


Fig. 18.2.9 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 6 V 1 A

NOTE

1. Suggeriamo i seguenti resistori:
   da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_9, R_{11}).
   da 3 W al 10% di tolleranza (R_{10}).

2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 657 è il tipo 4P2 di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   secondario A:
   tensione di uscita 9-0-9 V eff a 1,2 A in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <1,3Ω
   secondario B:
   tensione di uscita 0-13 V eff a 120 mA eff
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <5Ω

4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

18.3 ALIMENTATORI STABILIZZATI IN CORRENTE CONTINUA (+9 V)

Molti dei circuiti inclusi in questo manuale sono stati progettati per funzionare con alimentazione di + 9 V.

In tabella 18.3.1 viene riportato un prospetto di alimentatori stabilizzati adeguati per questi circuiti.

Tensione di uscita Nominale (V)	Tolleranze	Corrente di uscita Max. (mA)	Note	Circuito
9	± 10%	20		Fig. 18.3.1
9	± 10%	50		Fig. 18.3.2
9	± 10%	250		Fig. 18.3.3
9	± 1%	100	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.3.4
9	± 1%	250	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.3.5
9	± 1,5%	500	Alta stabilità	Fig. 18.3.6
9	± 1,5%	500	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.3.7
9	± 2%	1000	Alta stabilità	Fig. 18.3.8
9	± 2%	1000	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.3.9

Tabella 18.3.1

18.3.1 Alimentatore stabilizzato (9 V 20 mA)

Il più semplice alimentatore stabilizzato (fig. 18.3.1) impiega un diodo Zener come stabilizzatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	9 V
tolleranza della tensione di uscita	±10%
massima corrente di uscita	20 mA
residuo della tensione di uscita	50 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55°C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.
2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita 16-0-16 V eff a 25 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <75Ω

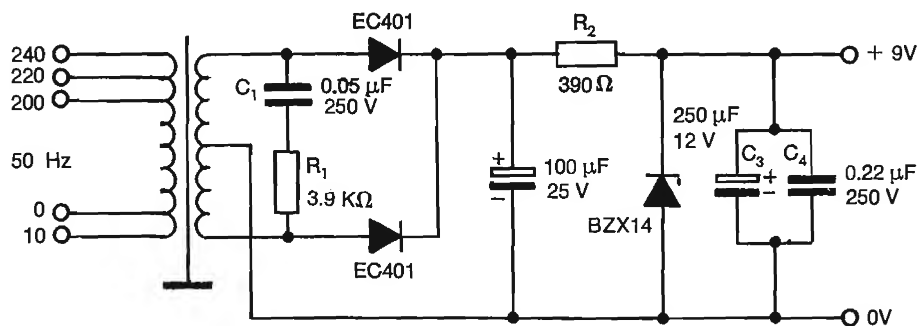


Fig. 18.3.1 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 20 mA

18.3.2 Alimentatore stabilizzato (9 V 50 mA)

Il semplice alimentatore stabilizzato (fig. 18.3.2) usa un diodo Zener e un transistore come stabilizzatore. Il transistore non richiede dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	9 V
tolleranza della tensione di uscita	±10%
massima corrente di uscita	50 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55°C

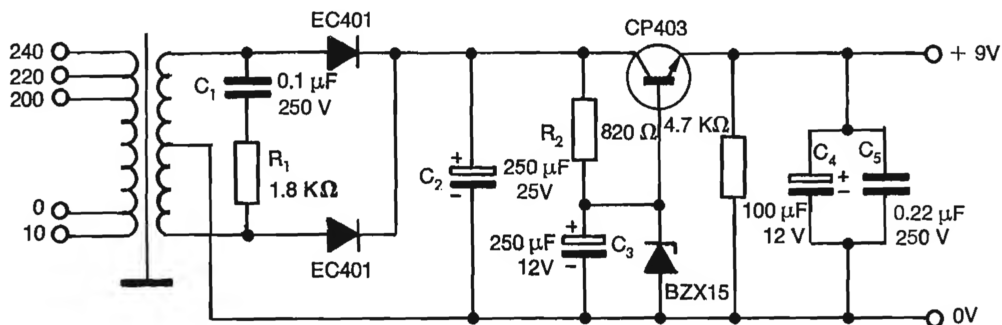


Fig. 18.3.2 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 50 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3).
2. Le caratteristiche del trasformatore sono: tensione di uscita 11-0-11 V eff a 55 mA resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <28Ω

18.3.3 Alimentatore stabilizzato (9 V 250 mA)

L'alimentatore stabilizzato (fig. 18.3.3) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	9 V
tolleranza della tensione di uscita	±10%
massima corrente all'uscita	250 mA
residuo della tensione di uscita	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55°C

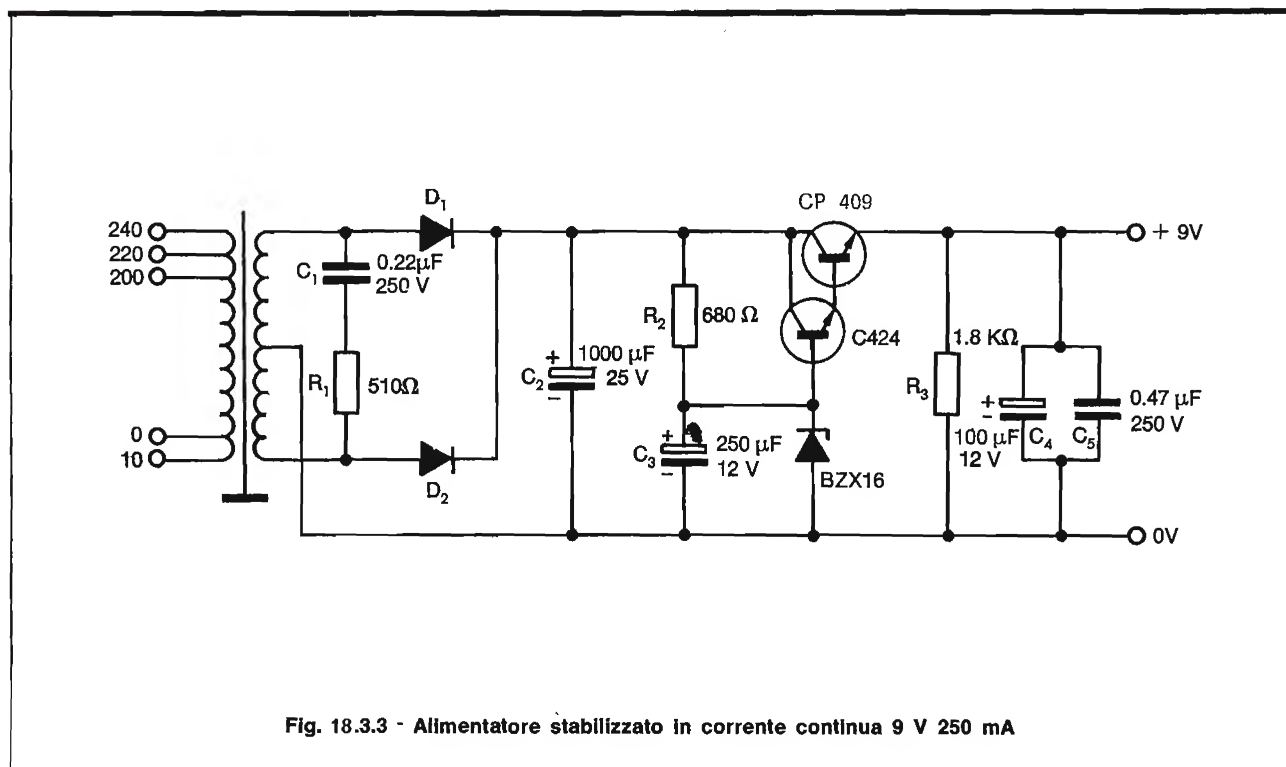


Fig. 18.3.3 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 250 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3).
2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 409 è il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   tensione di uscita 11-0-11 V eff a 260 mA in continua

   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <6Ω
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A.

18.3.4 Alimentatore stabilizzato con protezione per i cortocircuiti (9 V 100 mA)

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.3.4) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Quando si supera la massima corrente specificata in uscita, il transistore stabilizzatore va in saturazione e la corrente disponibile è limitata a circa 300 mA. Il circuito è progettato per operare sicuramente in condizioni permanenti di cortocircuito. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
campo della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	100 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione della alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata in uscita	100 mA
corrente di corto circuito all'uscita	300 mA
temperatura	0 ÷ 55°C

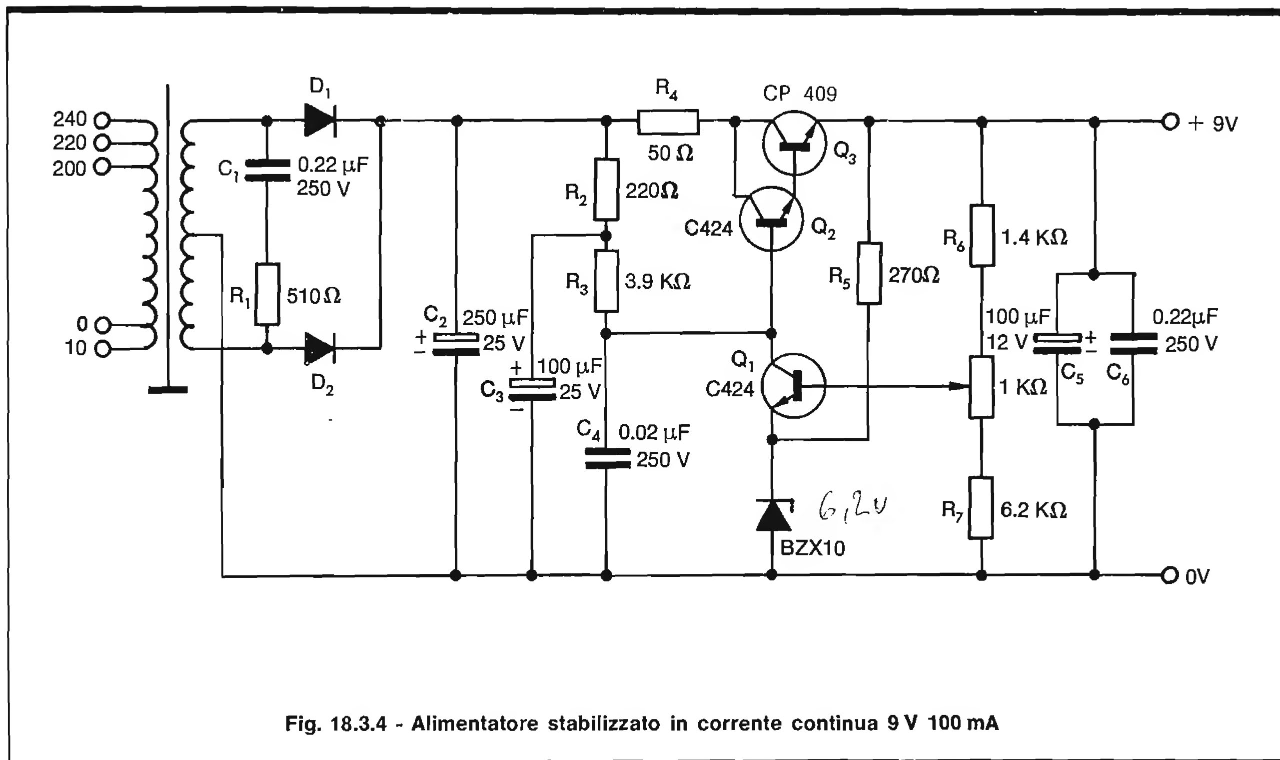


Fig. 18.3.4 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 100 mA

NOTE

1. Suggeriamo i resistori seguenti:
   da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_3, R_5 - R_7).
   da 6 W al 5% di tolleranza (R_4).

2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 409 è il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita 16-0-16 V eff a 120 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) <23Ω

4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A.

18.3.5 Alimentatore stabilizzato (9 V 250 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.3.5) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Quando si supera la massima corrente specificata all'uscita, il transistore stabilizzatore va in saturazione e la corrente disponibile è limitata a circa 700 mA. Il circuito è progettato per operare sicuramente in condizioni permanenti di cortocircuito. E' previsto un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita non richiede dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
campo della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione nella alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV picco a picco
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata in uscita	250 mA
corrente di corto circuito in uscita	700 mA (circa)
temperatura	0 ÷ 55°C

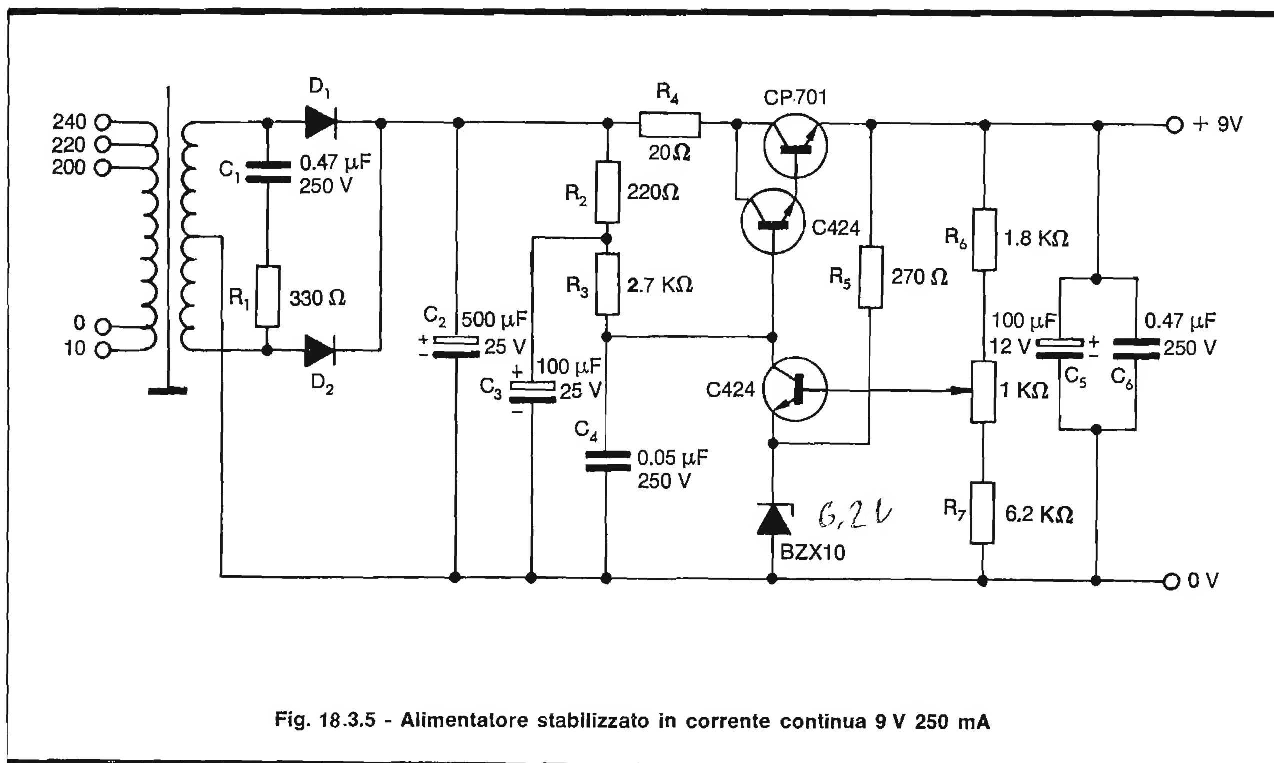


Fig. 18.3.5 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 250 mA

NOTE

1. Suggeriamo i seguenti resistori:
   1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_3, R_5 - R_7).
   da 12 W al 5% di tolleranza (R_4)

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita 16-0-16 V eff a 270 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 10Ω

3. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.3.6 Alimentatore stabilizzato (9 V 500 mA)

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.3.6) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione ad un valore preciso. Il transistore di uscita non richiede dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
campo della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5Ω
rapporto di stabilizzazione (per ±10% di variazione nella alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente all'uscita	500 mA
temperatura	0 ÷ 55°C

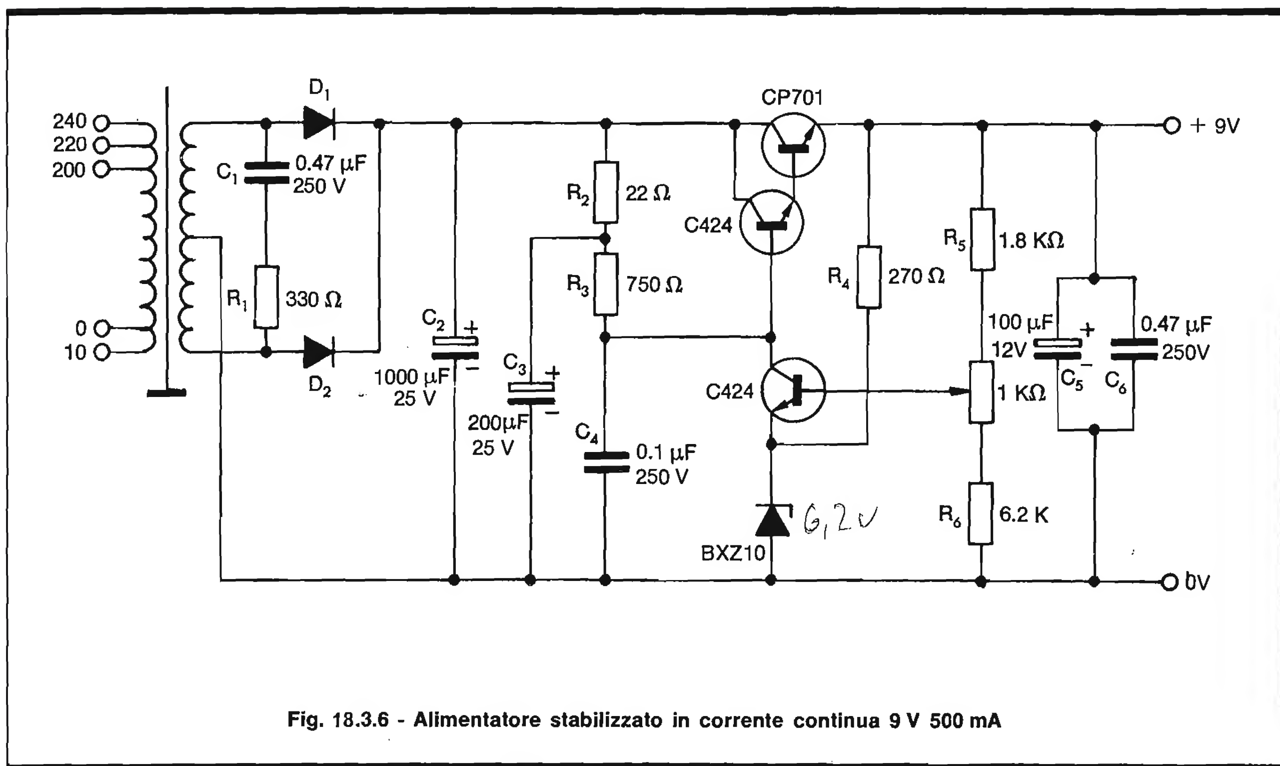


Fig. 18.3.6 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 500 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   tensione di uscita 11-0-11 V eff a 510 mA in continua

   resistenza dell'avvolgimento <3Ω
   (secondario e primario riflesso)

3. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0.5 A.

18.3.7 Alimentatore stabilizzato (9 V 500 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.3.7) usa un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. Viene impiegato un transistore per protezione contro i cortocircuiti, il quale limita la corrente di cortocircuito in uscita a circa 600 mA. Il circuito è progettato per una protezione permanente contro i cortocircuiti. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
gamma della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nella alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione d'uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata in uscita	500 mA
corrente di corto circuito in uscita	600 mA (circa)
temperatura	0 ÷ 55 °C

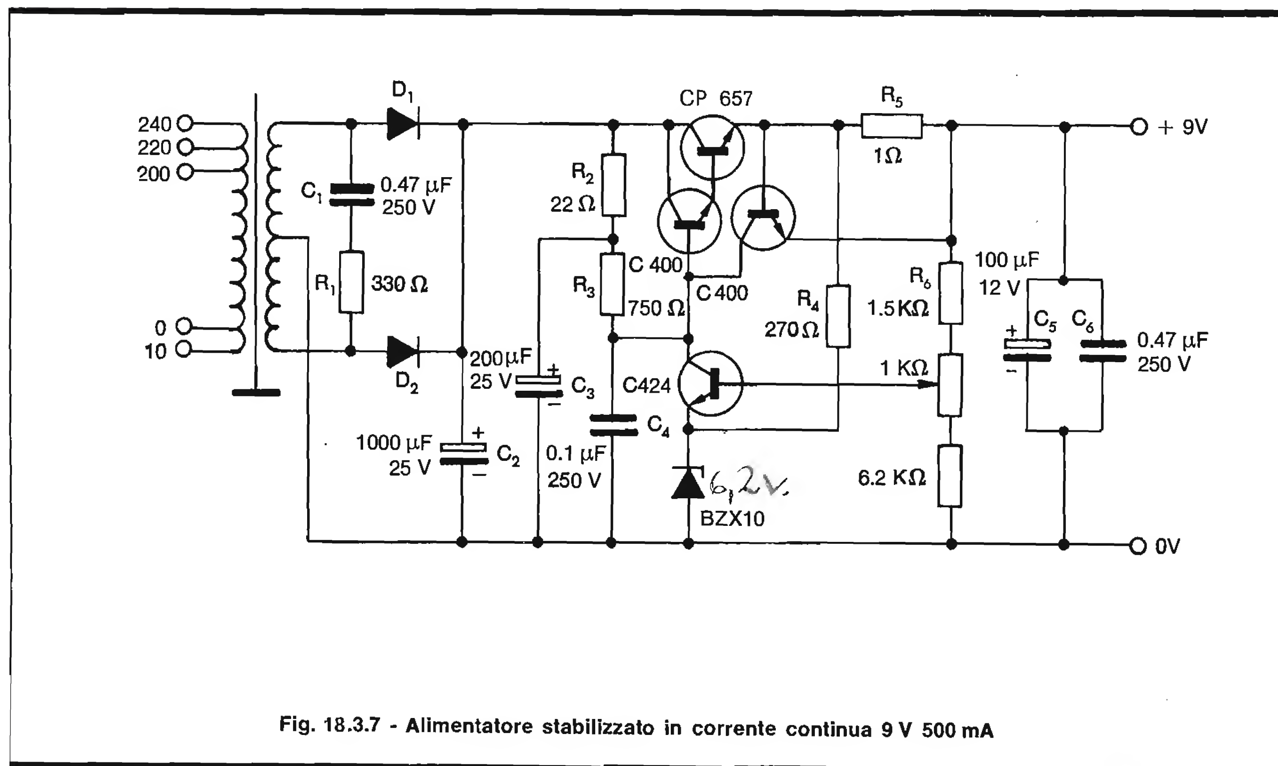


Fig. 18.3.7 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 500 mA

NOTE

1. Suggeriamo i resistori seguenti:
   1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_4, R_6, R_7).
   da 1 W al 10% di tolleranza (R_5)

2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 657 è il 3SA di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   tensione di uscita: 11,5-0-11,5 V eff a 600 mA in continua

   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 3Ω

4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.3.8 Alimentatore stabilizzato (9 V 1 A)

L'alimentatore stabilizzato di precisione usa un diodo Zener (fig. 18.3.8) e un transistore Darlington come stabilizzatore a controreazione negativa. E' previsto un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
gamma della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nella alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita:	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente di uscita	1 A
temperatura	0 ÷ 55 °C

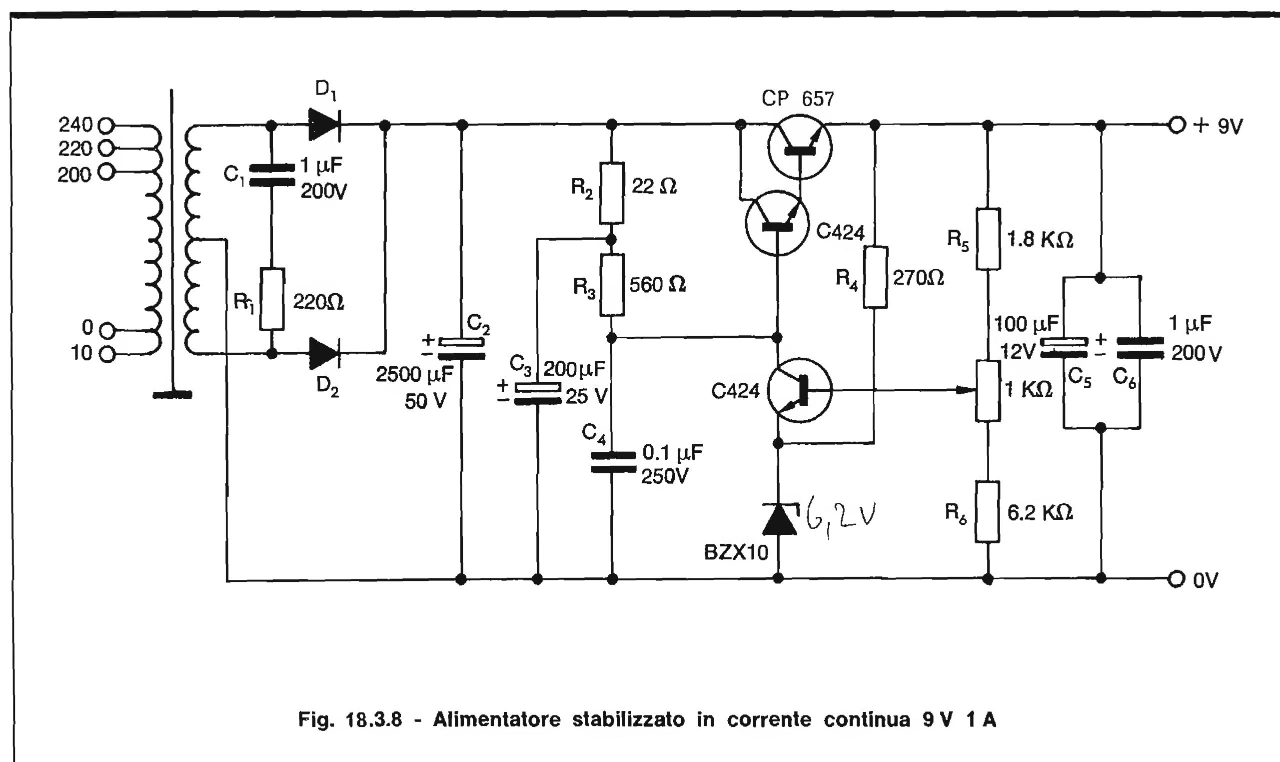


Fig. 18.3.8 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 1 A

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_6).
2. Un dissipatore adatto è il tipo 3SA di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono: tensione uscita: 11-0-11 V eff a 1 A in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso) < 1,5Ω
4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

18.3.9 Alimentatore stabilizzato (9 V 1 A) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore stabilizzato di precisione (fig. 18.3.9) impiega un diodo Zener e un transistore Darlington come stabilizzatore con un amplificatore a controreazione negativa. La protezione contro i corti circuiti è effettuata per mezzo di un transistore, il quale limita la corrente di corto circuito all'uscita a circa 1,2 A. Il circuito è progettato per una protezione permanente contro i corti circuiti. E' impiegato un potenziometro per la regolazione della tensione di uscita ad un valore preciso. Il transistore di uscita richiede un dissipatore.

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	9 V
gamma della tensione di uscita	da 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nella alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 μsec
massima corrente stabilizzata in uscita	1 A
corrente di corto circuito in uscita	1,2 A (circa)
temperatura	0 ÷ 55 °C

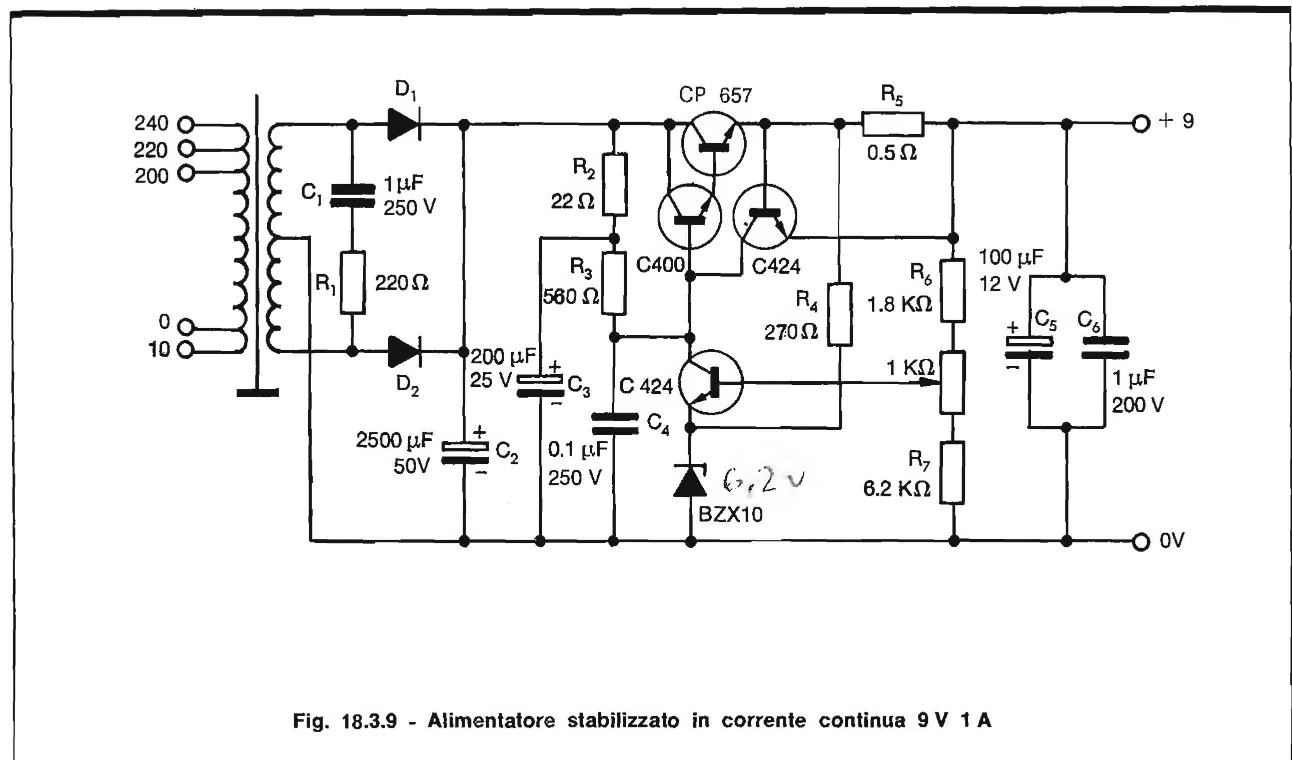


Fig. 18.3.9 - Alimentatore stabilizzato in corrente continua 9 V 1 A

NOTE

1. Suggeriamo i resistori seguenti:
   1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_4, R_6, R_7).
   da 3 W al 10% di tolleranza (R_5).

2. Un dissipatore adatto per il transistore CP 657 è il tipo 4P2 di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 11,5-0-11,5 eff a 1,2 A in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): < 1,5 Ω.

4. D_1 e D_2 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

18.4 ALIMENTATORI STABILIZZATI IN CORRENTE CONTINUA PER TENSIONI POSITIVE E NEGATIVE (± 9 V)

Un certo numero di circuiti inclusi in questo manuale è stato progettato per operare con alimentazioni a + 9 V e — 9 V. Nella tabella 18.4.1 viene dato un prospetto di alimentatori adatti per tali circuiti.

Quando è compresa la protezione per i cortocircuiti, il circuito è progettato in modo da interdire entrambe le tensioni di uscita se avviene un corto circuito in una delle due.

Tensione di uscita Nominale (V)	Tolleranze	Corrente di uscita Max. (mA)	Note	Circuito
± 9	± 10%	20		Fig. 18.4.1
± 9	± 10%	50		Fig. 18.4.2
± 9	± 10%	250		Fig. 18.4.3
± 9	± 1%	100	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.4.4
± 9	± 1%	250	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.4.5
± 9	± 1,5%	500	Alta stabilità	Fig. 18.4.6
± 9	± 1,5%	500	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.4.7
± 9	± 2%	1000	Alta stabilità	Fig. 18.4.8
± 9	± 2%	1000	Alta stabilità Protezione ai cortocircuiti	Fig. 18.4.9

Tabella 18.4.1

18.4.1 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 20 mA)

Il semplice alimentatore stabilizzato doppio (fig. 18.4.1) impiega due diodi Zener come stabilizzatori.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	± 9 V
tolleranza della tensione di uscita	± 10%
massima corrente di uscita:	20 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	50 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2).
2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 33-0-33 V eff a 25 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): < 150Ω

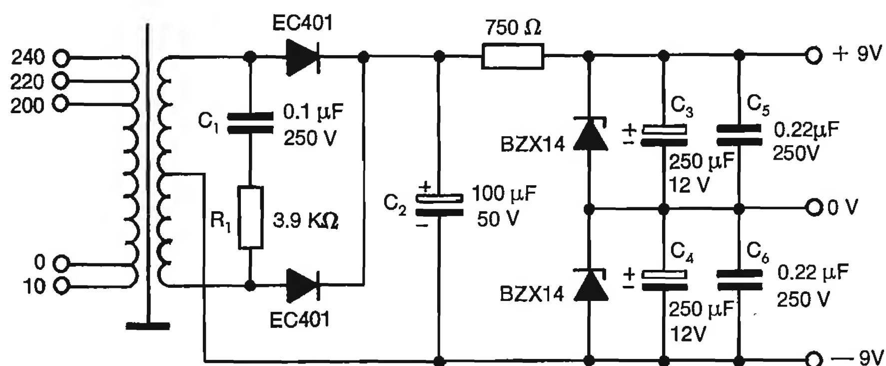


Fig. 18.4.1 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 20 mA

18.4.2 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 50 mA)

Alimentatore doppio di alimentazione (fig. 18.4.2) impiega due diodi Zener e due transistori serie. I transistori non richiedono dissipatori.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	± 9 V
tolleranza della tensione di uscita	± 10%
massima corrente di uscita	50 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

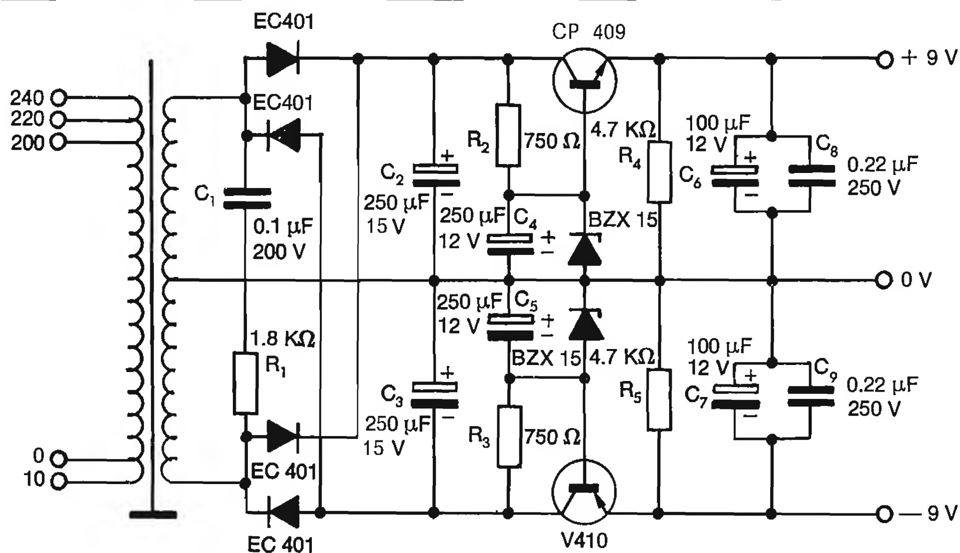


Fig. 18.4.2 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 50 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3, R_4, R_5).

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
tensione di uscita: 11-0-11 V eff a 80 mA in corrente continua
resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): < 28 Ω.

18.4.3 Alimentatore stabilizzato doppio ($\pm$ 9 V 250 mA)

L'alimentatore doppio (fig. 18.4.3) impiega diodi Zener come stabilizzatori e transistori Darlington come elementi serie. I transistori di uscita richiedono dissipatori.

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita	$\pm$ 9 V
tolleranza della tensione di uscita	$\pm$ 10%
massima corrente di uscita	250 mA
residuo della tensione di uscita (a pieno carico)	20 mV p-p
temperatura	0 ÷ 55 °C

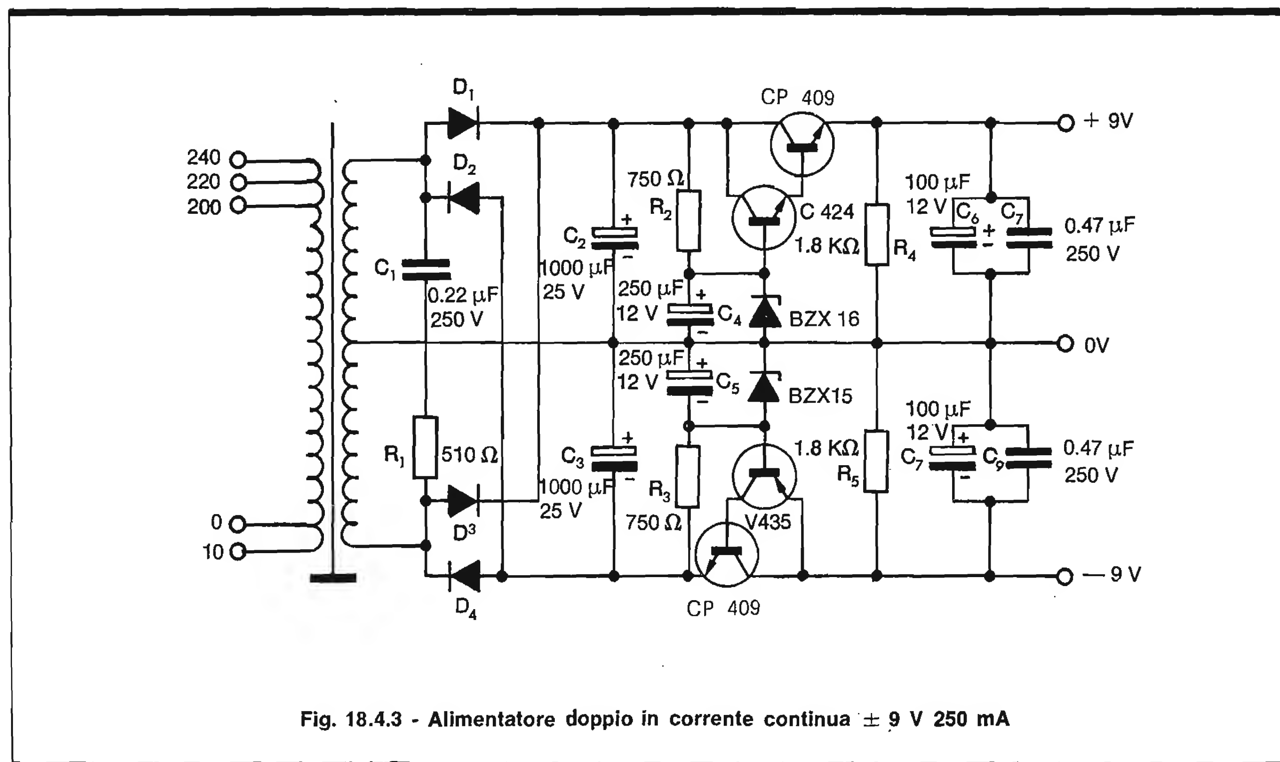


Fig. 18.4.3 - Alimentatore doppio in corrente continua $\pm$ 9 V 250 mA

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1, R_2, R_3, R_4, R_5).
2. Dissipatori adatti per i due transistori CP 409 sono il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.
3. Le caratteristiche del trasformatore sono: tensione di uscita: 11-0-11 V eff a 390 mA in continua resistenza dell'avvolgimento: < 6 Ω.
4. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A.

18.4.4 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 100 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore doppio di precisione (fig. 18.4.4) impiega un diodo Zener e transistori Darlington con amplificatori a controreazione negativa. Quando le massime correnti specificate all'uscita vengono superate, i transistori serie vanno in saturazione e la corrente disponibile con ogni uscita è limitata a 300 mA. Il circuito è progettato per operazioni sicure quando una o l'altra delle uscite è in corto circuito. Se una delle uscite è in corto circuito l'altra cade a meno di 1 V. Nel circuito sono inclusi potenziometri per permettere la regolazione delle uscite ad un valore preciso. I transistori di uscita richiedono dissipatori.

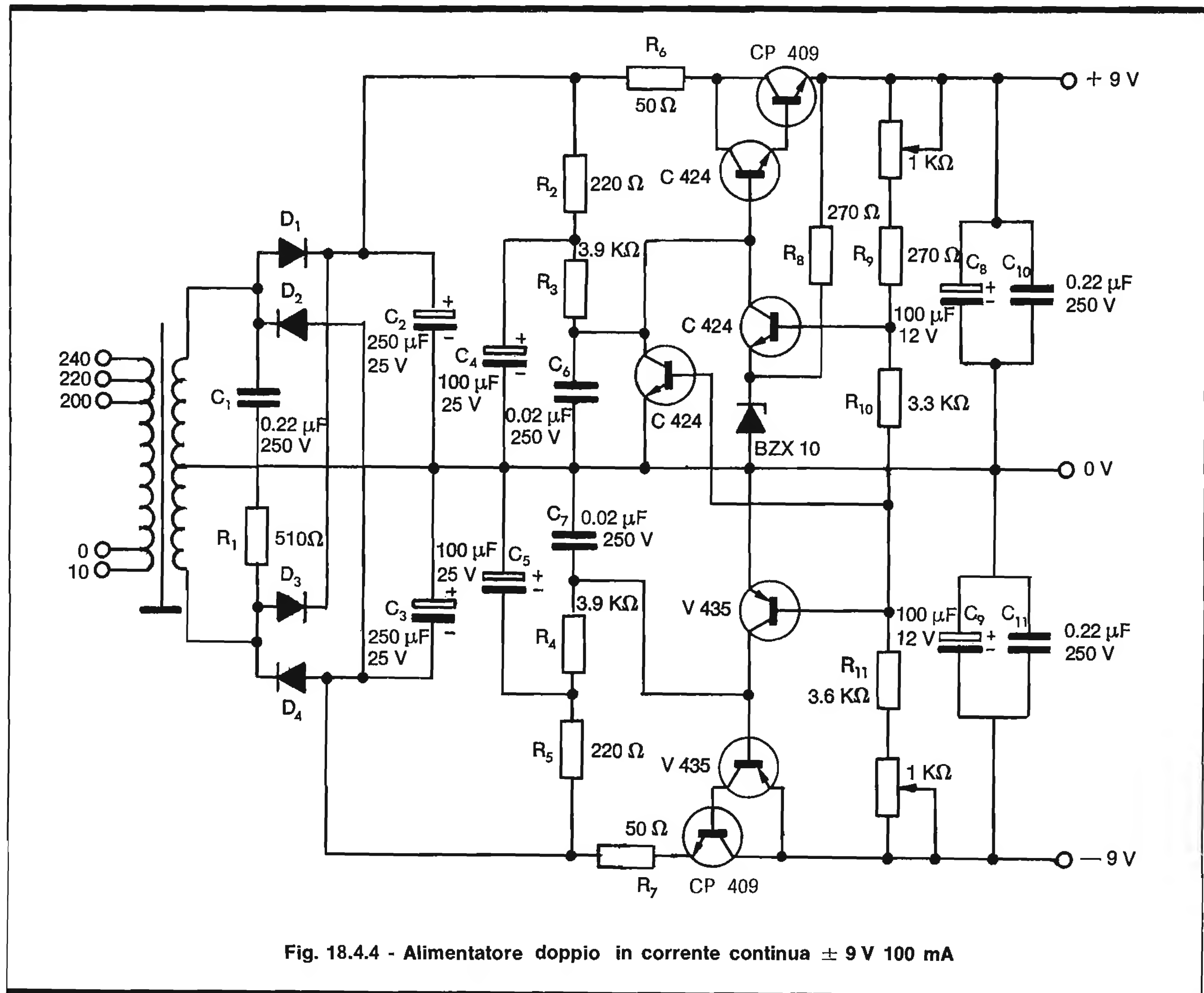


Fig. 18.4.4 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 100 mA

Le caratteristiche sono:

tensione di uscita nominale	± 9 V
campi della tensione di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a — 9,5 V
resistenza di uscita	100 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nell'alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente stabilizzata all'uscita (ciascuna uscita)	100 mA
corrente di corto circuito all'uscita (ciascuna uscita)	300 mA (circa)
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Suggeriamo i resistori seguenti:
   da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_5 - R_8 - R_{10}).
   da 6 W al 5% di tolleranza (R_6, R_7).

2. Dissipatori adatti per i due transistori CP 409 sono il tipo 5F-2 di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 16-0-16 V eff a 180 mA in continua, resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): $< 23\,\Omega$.

4. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 0,3 A.

18.4.5 Alimentatore doppio (± 9 V 250 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore doppio di precisione (fig. 18.4.5) impiega un diodo Zener e transistori Darlington come elementi serie con amplificatori a controreazione negativa. Quando le massime correnti specficate in uscita vengono superate, i transistori serie vanno in saturazione e la corrente disponibile in ciascuna uscita è limitata a circa 700 mA. Il circuito è progettato per operazioni sicure con ciascuna delle uscite in corto circuito. Se un'uscita è in cortocircuito, l'altra uscita cade a meno di 1 V. Nel circuito sono inclusi potenziometri per permettere la regolazione delle uscite ad un valore preciso. I transistori di uscita non richiedono dissipatori.

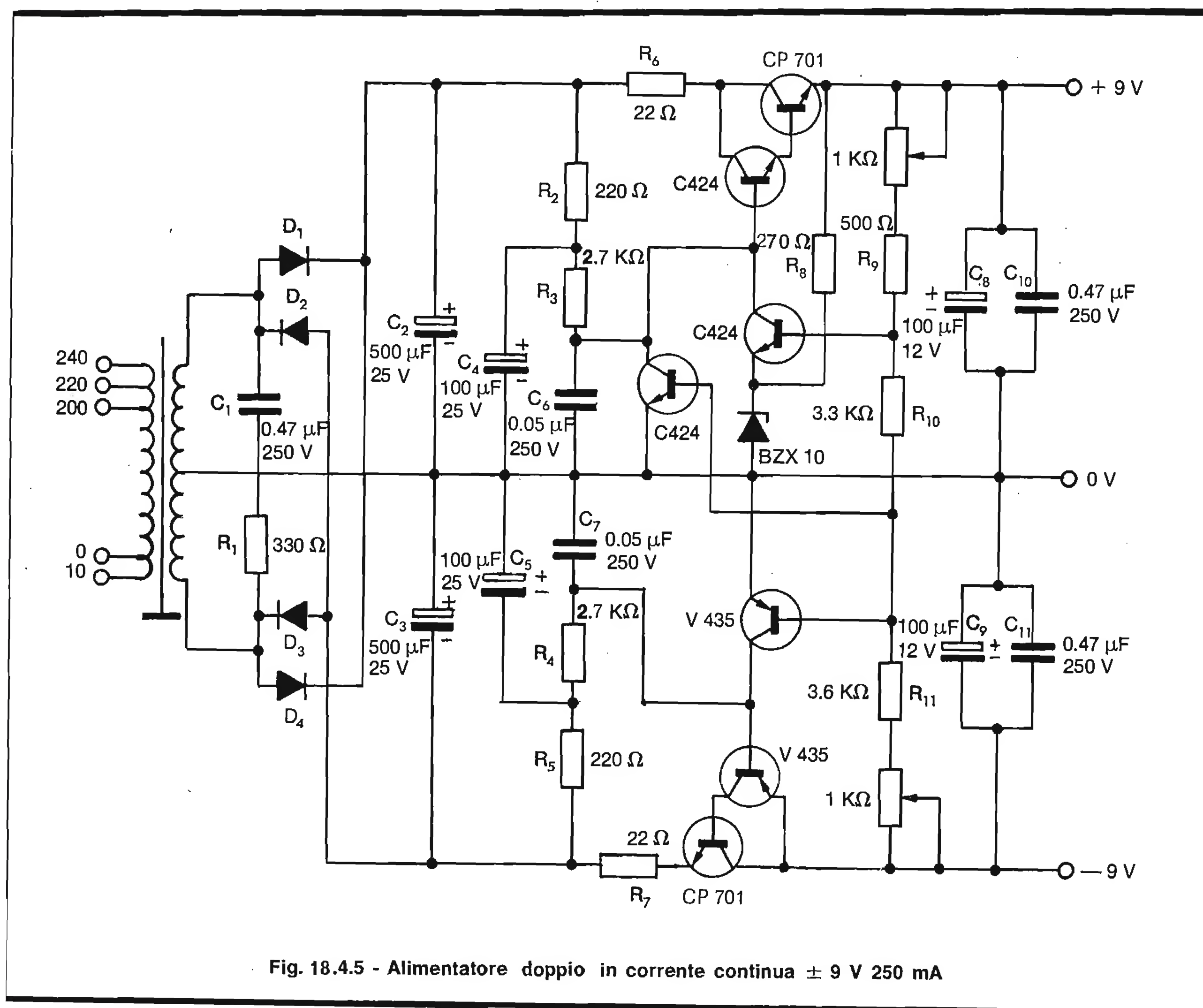


Fig. 18.4.5 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 250 mA

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	± 9 V
campi della tensione di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a — 9,5 V
resistenza di uscita	150 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione dell'alimentazione)	50 : 1
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente stabilizzata in uscita (per ciascuna uscita)	250 mA
corrente di corto circuito in uscita (per ciascuna uscita)	700 mA (circa)
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Suggeriamo i seguenti resistori:
   da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_5, R_8 - R_{10}).

   da 1/2 W al 5% di tolleranza. (R_6, R_7).

2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 16-0-16 V eff a 400 mA in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): $< 10\ \Omega$.

3. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.4.6 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 500 mA)

L'alimentatore doppio di precisione a corrente continua (fig. 18.4.6) impiega un diodo Zener e transistori Darlington come stabilizzatori con un amplificatore a controreazione negativa. Un potenziometro permette di regolare la tensione di uscita a valori precisi. I transistori di uscita non richiedono dissipatori.

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_{11}).
2. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   tensione di uscita: 11-0-11 V eff a 760 mA in continua resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): < 3 Ω.
3. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

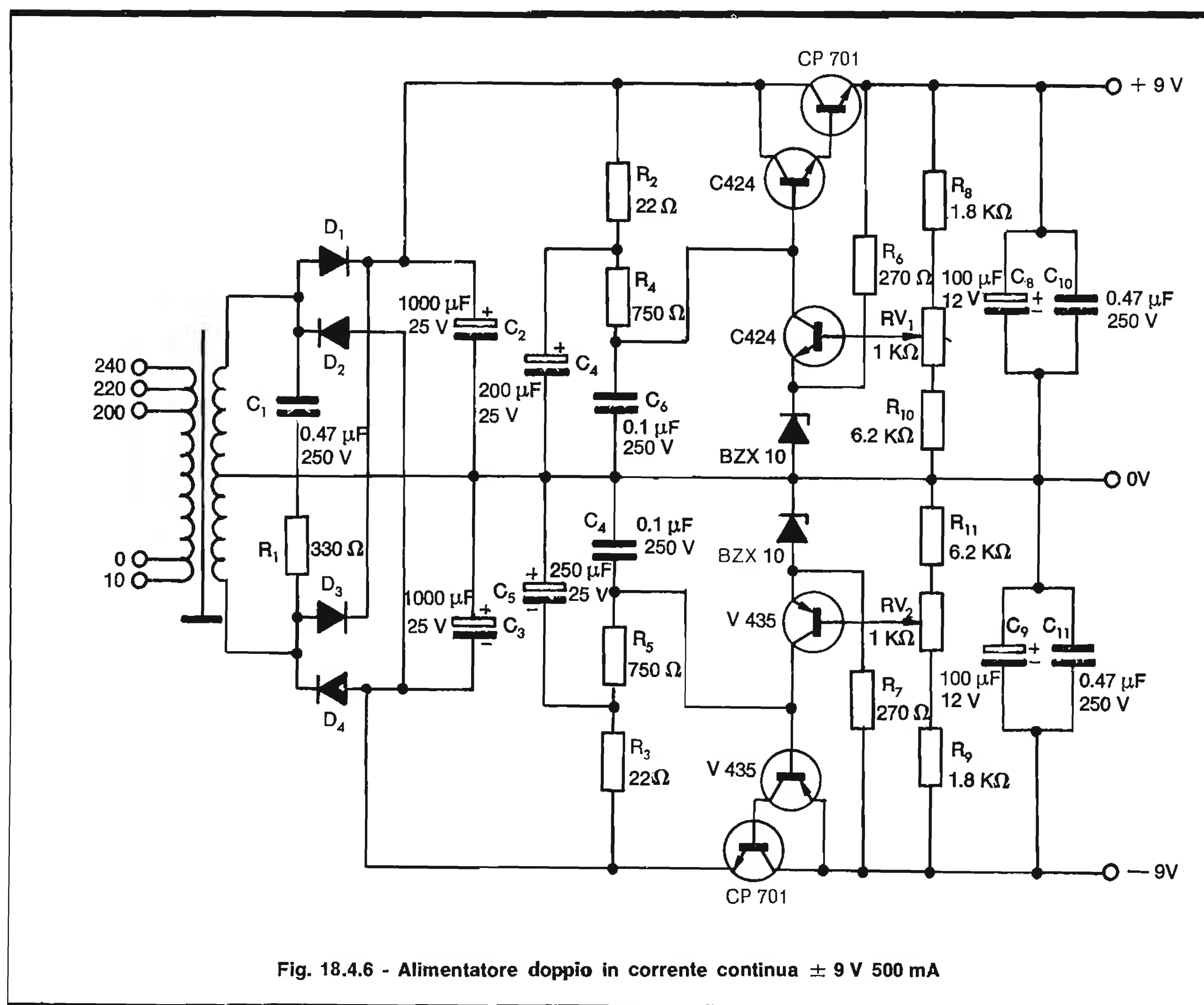


Fig. 18.4.6 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 500 mA

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	± 9 V
campi della tensione di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a + 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nell'alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente di uscita	500 mA
temperatura	0 ÷ 55 °C

18.4.7 Alimentatore stabilizzato duale (± 9 V 500 mA) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore di precisione (figura 18.4.7) impiega un diodo Zener e transistori Darlington come elementi serie con un amplificatore a controreazione negativa.

La protezione dai corti circuiti avviene per mezzo di transistori supplementari che limitano la corrente disponibile con ogni uscita a circa 600 mA. Il circuito è progettato per operazioni sicure in corto circuito permanente in una o l'altra delle uscite. Un corto circuito ad una delle uscite provoca la caduta della tensione all'altra uscita a meno di 1 V. I transistori di uscita richiedono dissipatori.

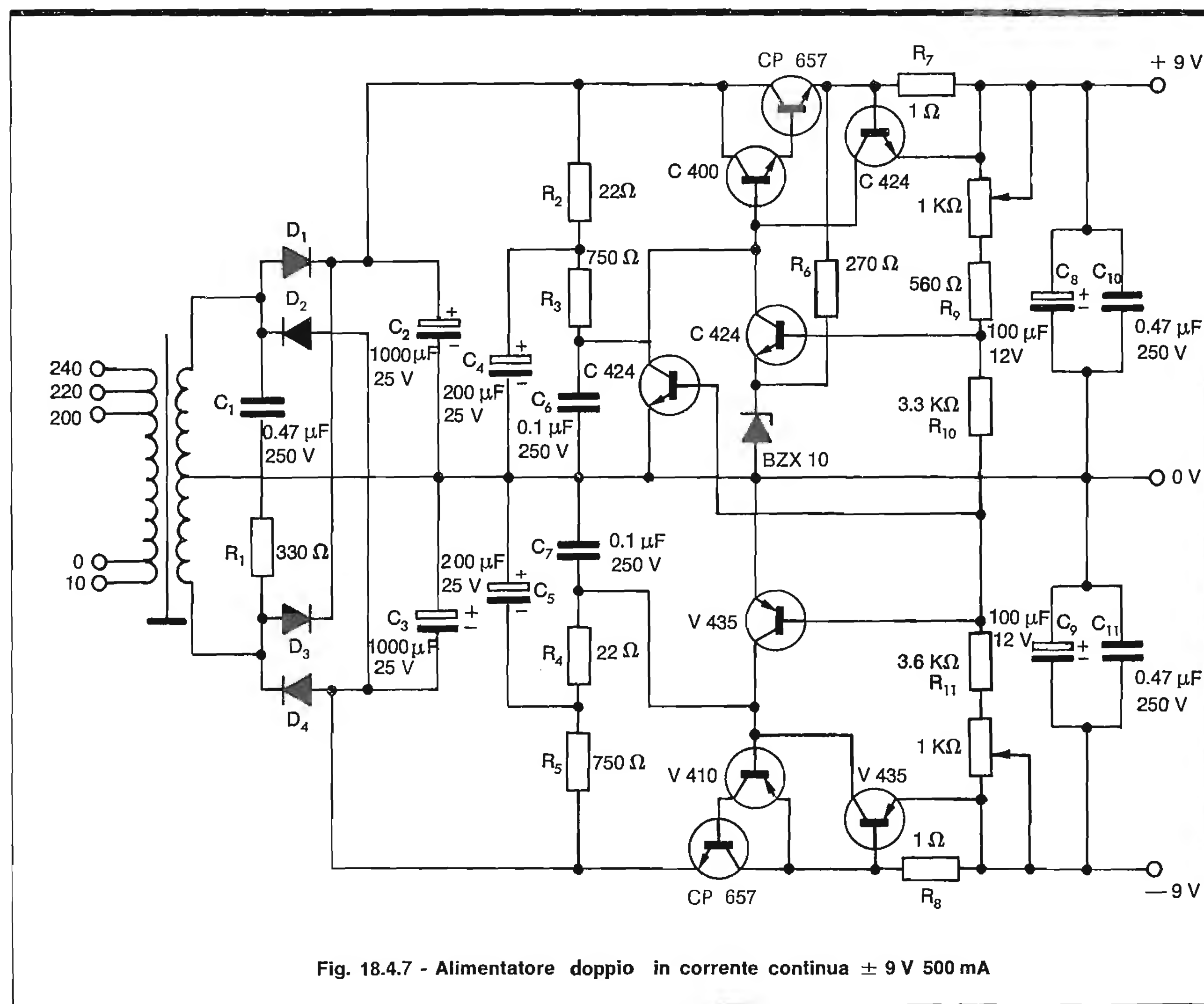


Fig. 18.4.7 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 500 mA

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	± 9 V
campo della tensione di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10% di variazione nell'alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente stabilizzata in uscita (per ciascuna uscita)	500 mA appross.
corrente di corto circuito in uscita (per ciascuna uscita)	600 mA
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Suggeriamo i seguenti resistori:
   1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_6, R_9 - R_{11}).
   da 1 W al 10% di tolleranza (R_7, R_8).

2. Dissipatori adatti per i transistori CP 657 sono il tipo 3SA di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 11,5-0-11,5 V eff a 900 mA in corrente continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): $< 3\ \Omega$.

4. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 0,5 A.

18.4.8 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 1 A)

L'alimentatore di precisione (fig. 18.4.8) impiega un diodo Zener e transistori Darlington come elementi serie con un amplificatore a controreazione negativa. Un potenziometro permette la regolazione delle tensioni di uscita a valori precisi. I transistori di uscita richiedono dissipatori.

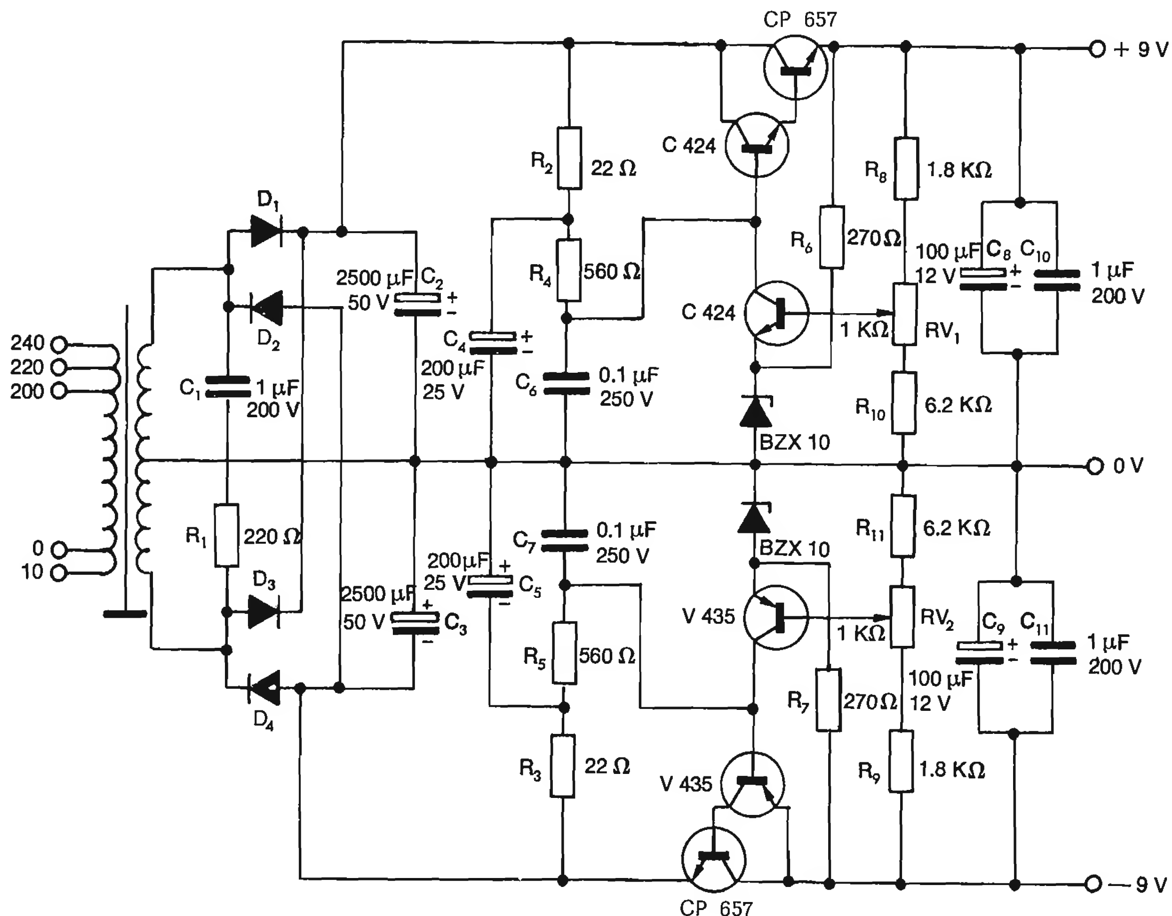


Fig. 18.4.8 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 1 A

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	± 9 V
campo delle tensioni di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a — 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per± 10% di variazione nell'alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente in uscita (per ciascuna uscita)	1 A
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Suggeriamo i resistori seguenti:
   1/2 W al 5% di tolleranza (R_1 - R_6, R_9 - R_{11}).
   da 3 W al 10% di tolleranza (R_7, R_8).

2. Un dissipatore adatto per i due transistori CP 657 è il tipo 4P2 di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   tensione di uscita: 11,5-0-11,5 V eff a 1,8 A in continua
   resistenza dell'avvolgimento (secondario e primario riflesso): < 1,5 Ω.

4. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

18.4.9 Alimentatore stabilizzato doppio (± 9 V 1 A) con protezione per i cortocircuiti

L'alimentatore di precisione (fig. 18.4.9) impiega un diodo Zener e transistori Darlington come elementi serie con un amplificatore a controreazione negativa. La protezione contro i cortocircuiti avviene per mezzo di transistori supplementari che limitano la corrente disponibile a circa 1,2 A. Il circuito è progettato per operare in corto circuito permanente ad una o l'altra delle uscite. Un corto circuito a un'uscita provoca la caduta della tensione all'altra uscita a meno di 1 V. I transistori di uscita richiedono dissipatori.

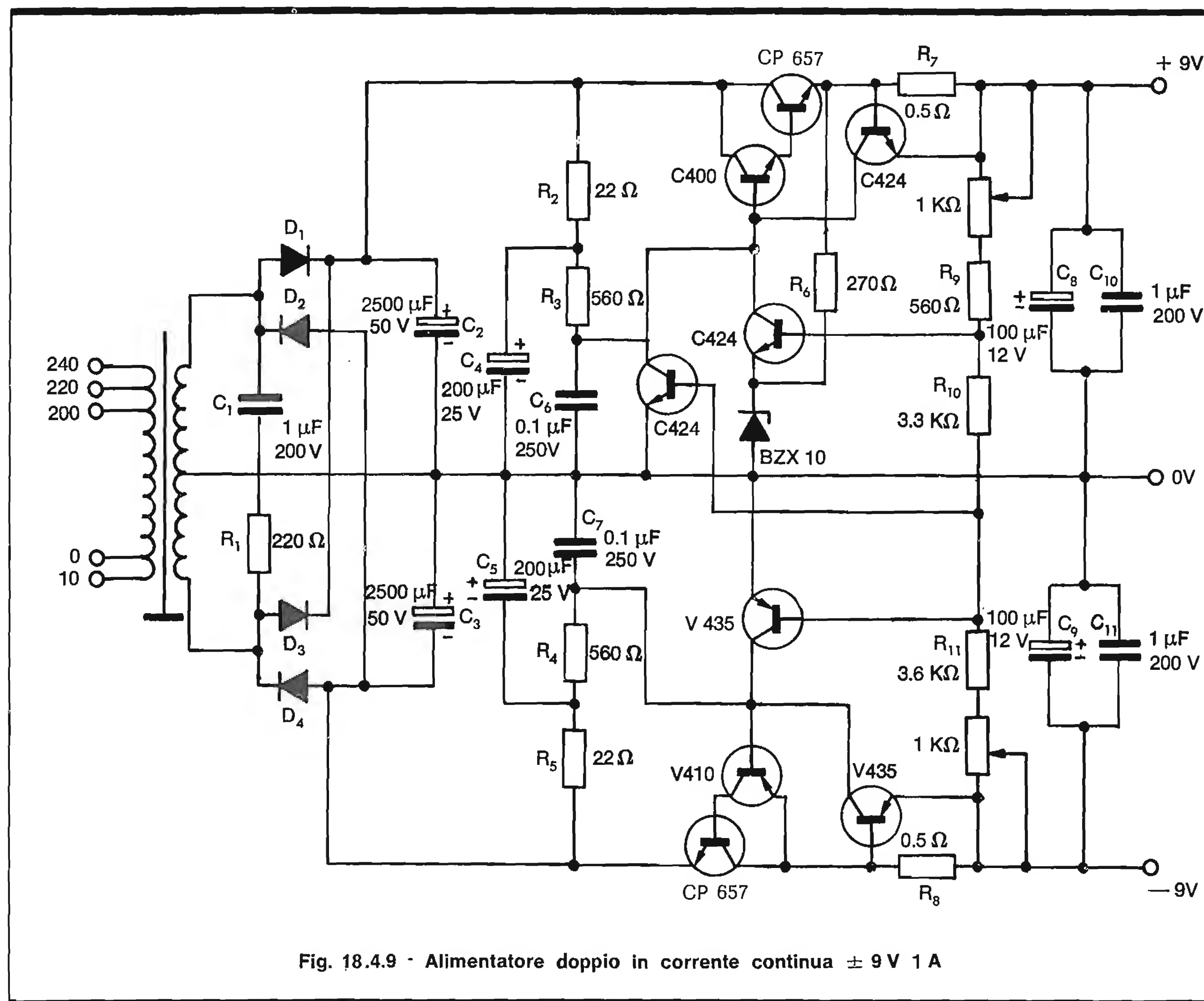


Fig. 18.4.9 - Alimentatore doppio in corrente continua ± 9 V 1 A

Le caratteristiche sono:

tensione nominale di uscita	± 9 V
campo della tensione di uscita	da + 8,5 a + 9,5 e da — 8,5 a — 9,5 V
resistenza di uscita	50 mΩ
impedenza di uscita (fino a 100 KHz)	0,5 Ω
rapporto di stabilizzazione (per ± 10 di variazione nell'alimentazione)	50 : 1
residuo e rumore di uscita:	5 mV p-p
coefficiente di temperatura della tensione di uscita	+ 5 mV/°C
tempo di risposta	50 µsec
massima corrente stabilizzata in uscita (per ciascuna uscita)	1 A
corrente di cortocircuito in uscita (per ciascuna uscita)	1,2 A (circa)
temperatura	0 ÷ 55 °C

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.

2. Dissipatori adatti per i due transistori CP 657 sono il tipo 3SA di produzione Redpoint.

3. Le caratteristiche del trasformatore sono:

   tensione di uscita: 11-0-11 V eff a 1,5 A in continua

   resistenza dell'avvolgimento: < 1,5 Ω.

4. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori da 50 V - 1 A.

19. CONVERTITORI CORRENTE CONTINUA

19.1 INTRODUZIONE

I circuiti convertitori possono essere realizzati sia con transistori che con diodi controllati. Nel campo delle piccole potenze, i circuiti convertitori a transistori presentano, tra l'altro, i seguenti vantaggi:

a) assenza del circuito di innesco, essendo il circuito, costituito da due soli transistori, rigenerativo;
b) possibilità di imporre frequenze di oscillazione notevolmente più elevate, non sussistendo il problema del tempo di spegnimento.
Conseguentemente l'ingombro e il costo dei trasformatori e della rete di filtraggio risultano grandemente ridotti.

Verranno ora descritti alcuni tra i principali circuiti a transistori mettendone in rilievo le caratteristiche principali.

19.2 CONVERTITORE A NUCLEO SATURANTE DI POTENZA

Il circuito convertitore a transistori più noto (fig. 19.2.1) utilizza un nucleo magnetico (generalmente in ferrite o in lega magnetica a ciclo d'isteresi rettangolare) la cui saturazione determina la commutazione dei transistori.

Il funzionamento del circuito può essere riassunto nella equazione:

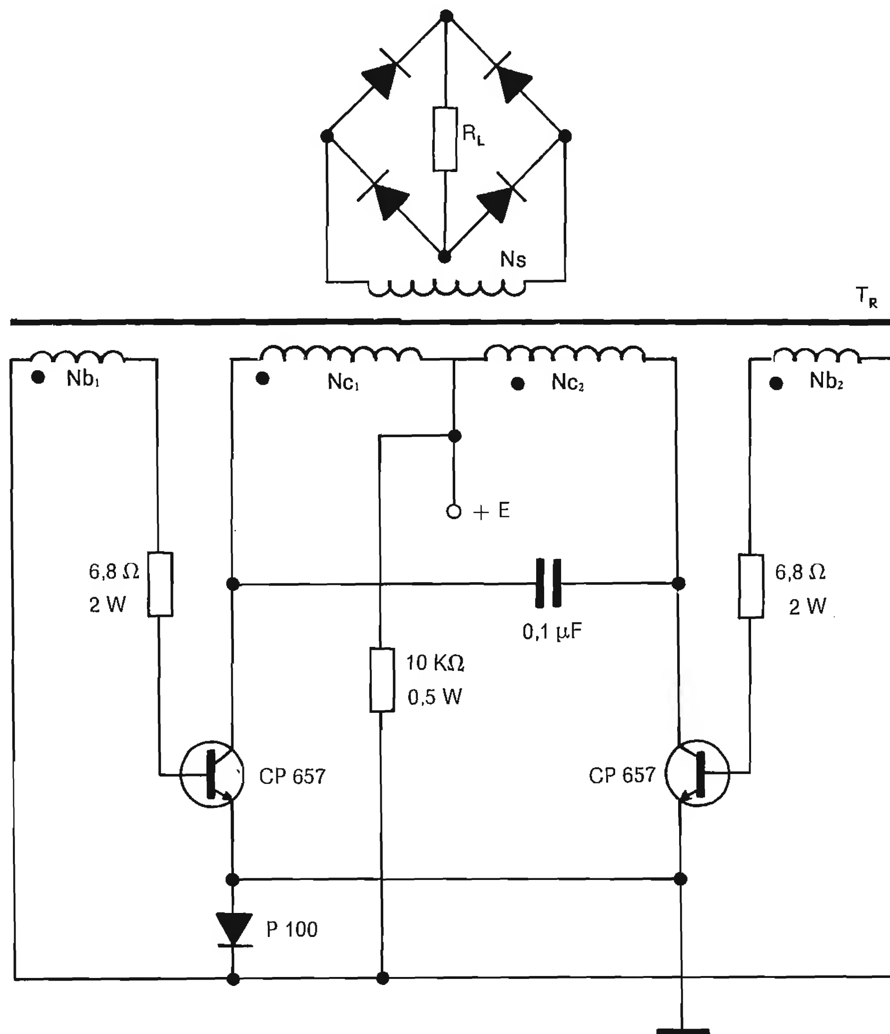


Fig. 19.2.1 - Convertitore DC-DC a nucleo saturante

$$V = 4\ B_M N F S \qquad (1)$$

ove

$$V = E - V_{CE\ sat}$$

è la tensione che si manifesta ai capi delle N_{c1} spire primarie, espressa in Volt.

B_M è la induzione magnetica massima del nucleo in saturazione, espressa in Wb/m^2.

F è la frequenza di oscillazione espressa in Hz.

$N = Nc_1 = Nc_2$ è il numero di spire compreso tra un collettore e la presa centrale del trasformatore.

S è l'area del nucleo espressa in m^2.

L'equazione (1) indica che il trasformatore, non solo adempie alla funzione di trasferire la potenza da un livello di tensione ad un altro, ma determina anche, in base al suo dimensionamento, la frequenza di oscillazione.

Il pregio essenziale del circuito di fig. 19.2.1 consiste nella possibilità di operare a frequenza elevata (1÷30kHz) utilizzando trasformatori di ingombro limitato.

Questo pregio, unito alla semplicità del circuito, determina un costo assai ridotto.

L'inconveniente fondamentale del circuito, risiede nello incompleto sfruttamento dei transistori, imputabile alla caratteristica forma d'onda della corrente di collettore; infatti, verso la fine del periodo di conduzione, si manifesta un picco di corrente dovuto alla saturazione del nucleo del trasformatore e limitato soltanto dalla corrente di base e dal guadagno del transistore.

Un altro inconveniente è dovuto alla potenza dissipata nelle resistenze di base, le quali, dovendo essere dimensionate per la massima corrente, riducono fortemente il rendimento a piccola potenza; va inoltre osservato che le perdite per isteresi e correnti parassite nel nucleo del trasformatore (che raggiunge la saturazione) limitano anch'esse il rendimento.

In figura 19.2.2 sono mostrate le caratteristiche del circuito di figura 19.2.1, il quale, alimentato ad una tensione di 24 V, può fornire in uscita una potenza di 80 W con un rendimento superiore all'80%.

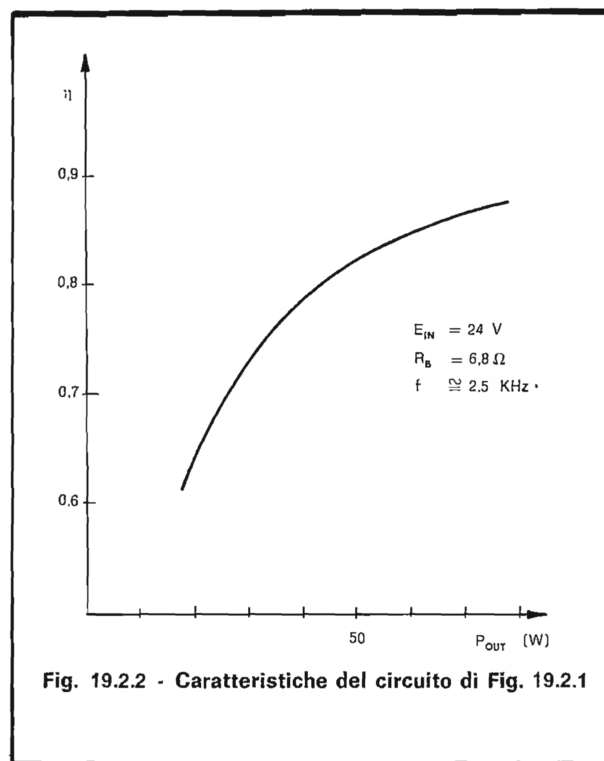


Fig. 19.2.2 - Caratteristiche del circuito di Fig. 19.2.1

NOTE

1. Nucleo di ferrite tipo 3 E, sezione 3 cm^2.
2. Caratteristiche avvolgimenti:

$Nc_1 = Nc_2 =$ 20 sp. Ø 1,5 mm
$Nb_1 = Nb_2 =$ 6 sp. Ø 0,5 mm
$Ns =$ 120 sp. Ø 0,8 mm

19.3 CONVERTITORE A NUCLEO SATURANTE DI BASSA POTENZA

Questo alimentatore è progettato specificatamente per ottenere un'alta tensione per i tubi a catodo freddo, ma può essere anche utile per altre applicazioni.

I due transistori sono accoppiati induttivamente per formare un oscillatore autoinnescante a 15 KHz. Un avvolgimento ad alta tensione sul trasformatore dell'oscillatore procura un'uscita che è raddrizzata e che, come corrente continua, è adeguata per alimentare tipicamente fino a 20 tubi a catodo freddo.

Per altre applicazioni tensioni di uscita adeguate possono essere ottenute scegliendo un appropriato numero di spire dell'avvolgimento di uscita.

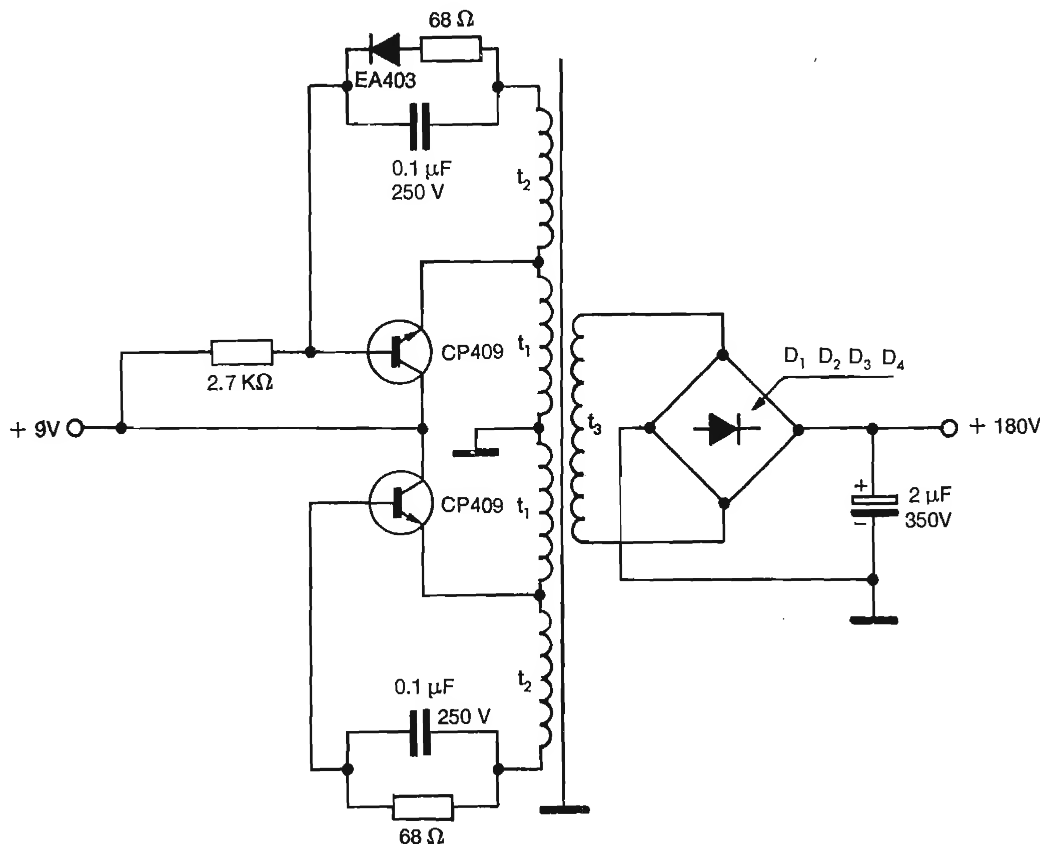


Fig. 19.3.1 - Convertitore continua-continua

NOTE

1. Resistori adatti sono da 1/2 W al 5% di tolleranza.
2. Le caratteristiche del trasformatore sono:
   nucleo: Mullard Ferroxcube, tipo EL K3.005.00
   avvolgimenti: primario (t_1): 10 spire 22 SWG smaltato
   controreazione (t_2): 3 spire 34 SWG smaltato
   secondario (t_3): 110 spire 34 SWG smaltato
3. D_1 - D_2 - D_3 - D_4 sono raddrizzatori per alta frequenza da 200 V - 0,1 A.

19.4 CONVERTITORE AD ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO

In questo circuito, la frequenza di oscillazione è controllata dalla diminuzione della corrente di base.
In fig. 19.4.1 è riportato lo schema del convertitore.

Il pregio essenziale del circuito consiste nella possibilità di scegliere la frequenza di funzionamento più opportuna, variando semplicemente il valore della capacità C.
Inoltre, la forma d'onda della corrente di collettore, per carico resistivo, risulta rettangolare purché la corrente di magnetizzazione del nucleo sia trascurabile rispetto a quella di carico.

Ciò consente un ottimo sfruttamento di transistori.
Gli inconvenienti essenziali del circuito si possono così riassumere:

a) poiché la commutazione avviene quando la corrente di base raggiunge il valore $\frac{I_C}{h_{FE}}$, la frequenza di funzionamento sarà funzione del carico e della temperatura oltre che del guadagno di corrente dei transistori impiegati.

b) la corrente di base, che nel caso del convertitore precedentemente descritto era costante nel semi-periodo, in questo caso decresce, determinando una saturazione sempre meno netta del transistore: ciò comporta un aumento della potenza dissipata nel transistori.

c) a parità di frequenza di funzionamento, il trasformatore, dovrà essere sovradimensionato rispetto a quello impiegato nel convertitore a nucleo saturante.

Il circuito di fig. 19.4.1, alimentato con una tensione di 24 V può fornire all'uscita una potenza di 100 W con un rendimento superiore all'80%. Le prestazioni del circuito sono riportate in fig. 19.4.2.

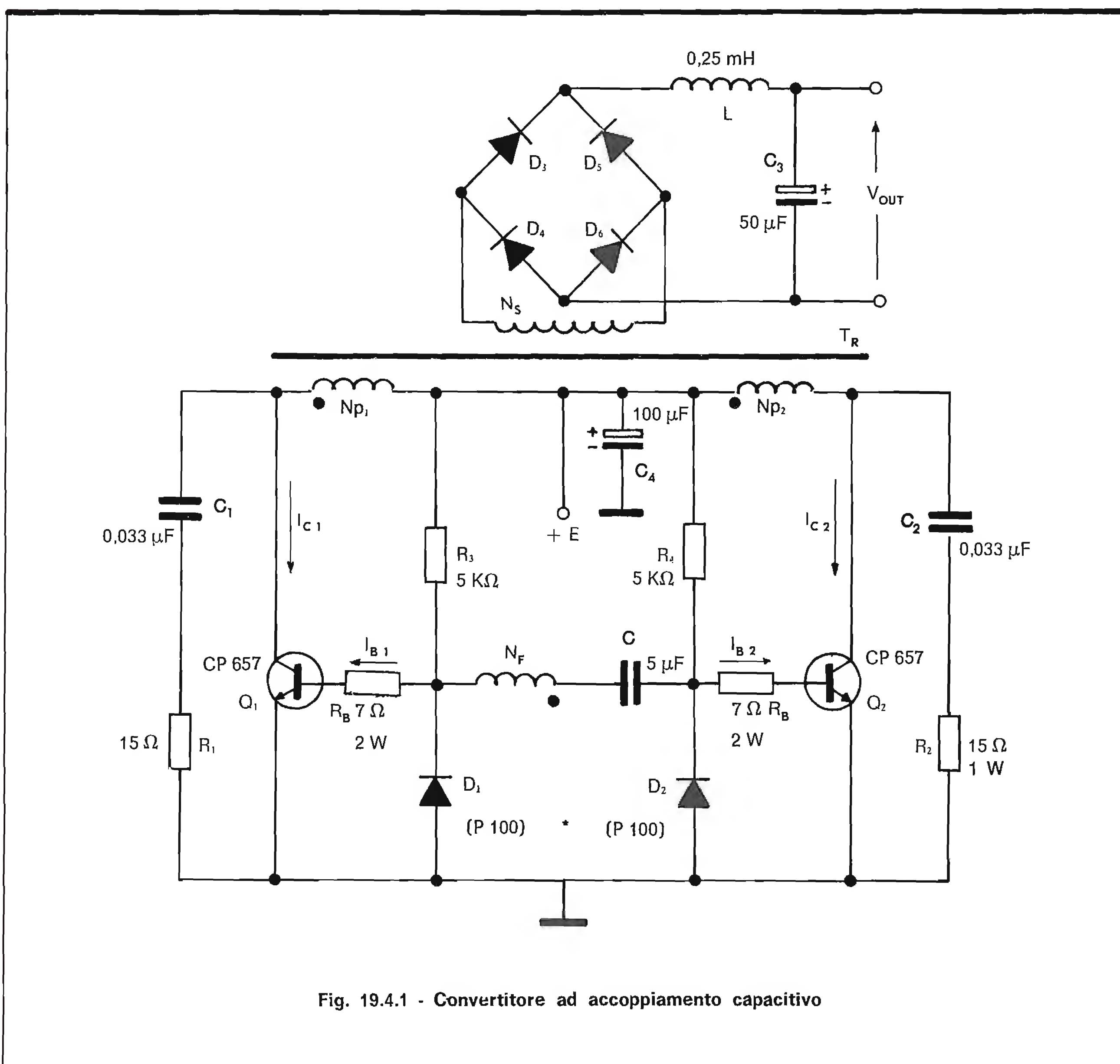


Fig. 19.4.1 - Convertitore ad accoppiamento capacitivo

NOTE

1. Nucleo di ferrite tipo 2 x E 65/3E.
2. Resistenze al 10% e 0,5 W ove non diversamente indicato.
3. Caratteristiche avvolgimenti:

$Np_1 = Np_2 = 18$ sp. Ø 1,8 mm
$N_F = 5$ sp. Ø 0,8 mm
$N_S = 87$ sp. Ø 1 mm

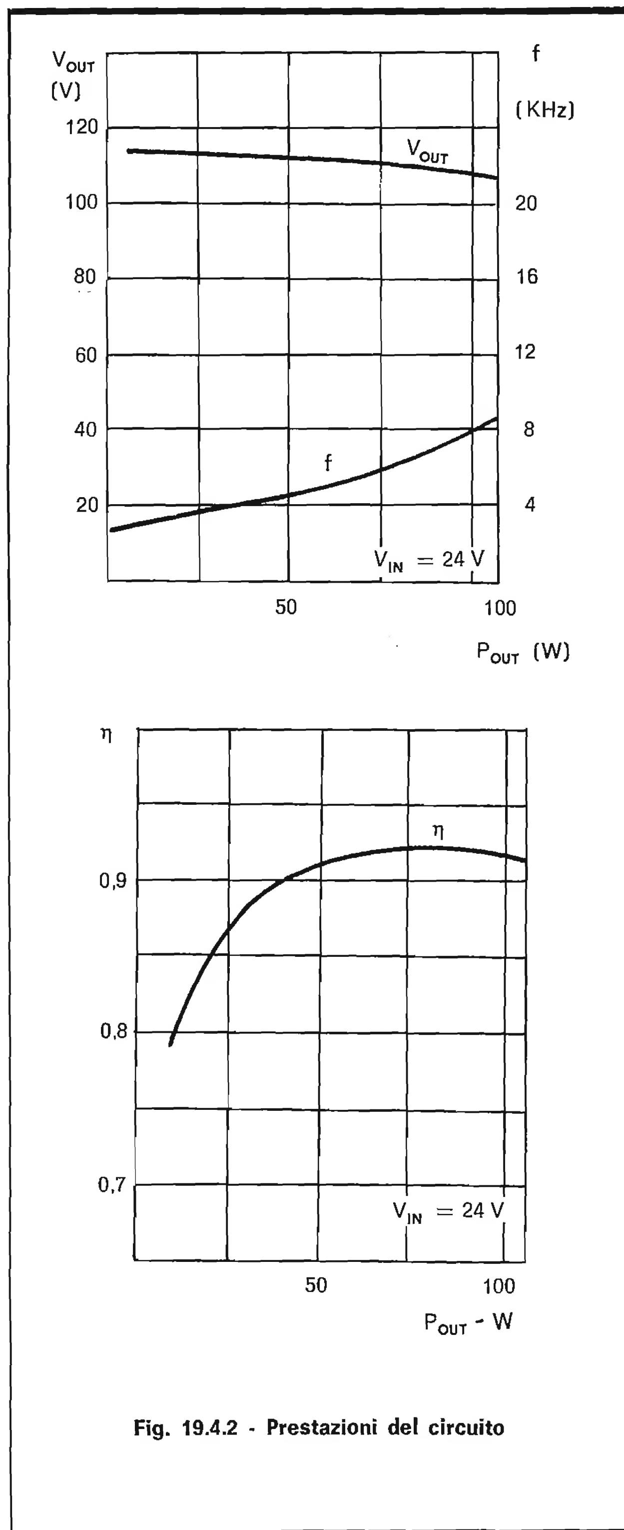


Fig. 19.4.2 - Prestazioni del circuito

19.5 CONVERTITORE A TRASFORMATORE DI CORRENTE

Uno dei pregi fondamentali che deve possedere un circuito convertitore consiste nella capacità di operare, in presenza di carico resistivo, con correnti di collettore pressochè costanti durante l'intero periodo di conduzione; ciò consente infatti un completo sfruttamento dei dispositivi.

Un'altra caratteristica importante è l'efficienza e il suo andamento in funzione della potenza in uscita. Il convertitore che verrà ora descritto è caratterizzato da una forma d'onda di corrente pressochè rettangolare e da un rendimento assai elevato e costante al variare del carico in un ampio intervallo.

Queste prestazioni sono rese possibili dall'impiego di un trasformatore di corrente nel circuito di base.

In fig. 19.5.1 è riportato lo schema completo del circuito. Il trasformatore $T_{R\,1}$ funziona normalmente in regime lineare e trasferisce potenza dal primario al secondario mutando il livello di tensione.

$T_{R\,2}$ è un trasformatore di corrente che adempie a due funzioni fondamentali:

a) fornisce una corrente di base ai transistori Q_1 e Q_2 pari a un decimo di quella di collettore, essendo 10 il rapporto spire; pertanto, i transistori, quando conducono, sono sempre in netta saturazione; le perdite nel circuito di base, inoltre, vengono grandemente ridotte ai bassi livelli di potenza poichè la corrente di base non è costante ma proporzionale a quella di collettore; in sostanza non si rende necessario dimensionare I_B per la massima corrente di collettore nè inserire elementi dissipativi nel circuito di base.

b) provoca la commutazione dei transistori non appena viene raggiunta la saturazione del nucleo.

La frequenza di oscillazione può essere ricavata dalla relazione che regola il funzionamento di un circuito a nucleo saturante.

$$f = \frac{V_{BE\,sat} + V_D}{4\,B_M\,S\,N_B}$$

ove:

- $V_{BE\,sat}$ è la tensione base emettitore del transistore in saturazione con $I_B = I_C/10$.
- V_D è la caduta di tensione nel diodo D_1 alla stessa I_B
- B_M è l'induzione di saturazione
- S è la sezione del nucleo magnetico
- N_B il numero di spire secondarie

Poichè la tensione $V_{BE\,sat} + V_D$ è molto bassa, si potranno ottenere frequenze elevate solamente con l'uso di trasformatori toroidali miniatura.

Con una tensione d'ingresso di 24 V, la potenza massima ottenibile su carico resistivo è di circa 130 W.

Il filtro di uscita è dimensionato in modo da mantenere pressochè rettangolare la corrente nei transistori.

Nelle fig. 19.5.2-3 sono riportati gli andamenti della tensione di uscita, della frequenza e del rendimento del circuito. Per un funzionamento corretto è necessario un carico minimo di circa 25 W.

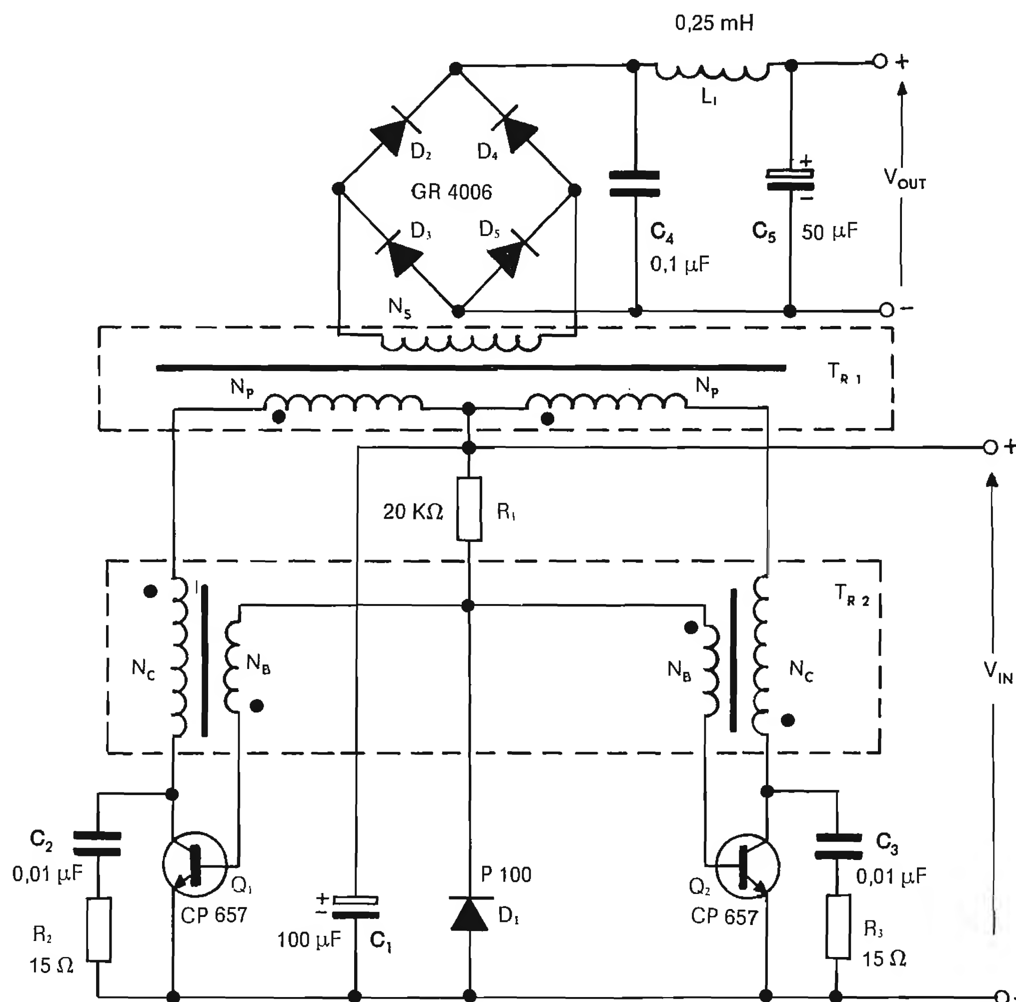


Fig. 19.5.1 - Invertitore DC-DC a trasformatore di corrente

NOTE

1. T_{R1} Ferrite 3 E sezione $\geq$ 5 cm² area finestra 5 cm²
   N_P = 18 spire Ø 1.8 mm
   N_S = 87 spire Ø 1 mm
2. T_{R2} Nucleo toroidale « Magnetics » tipo 80164
   N_B = 30 spire Ø 0,5 mm
   N_C = 3 spire Ø 1 mm
3. Resistenze 10%, 0,5 W.

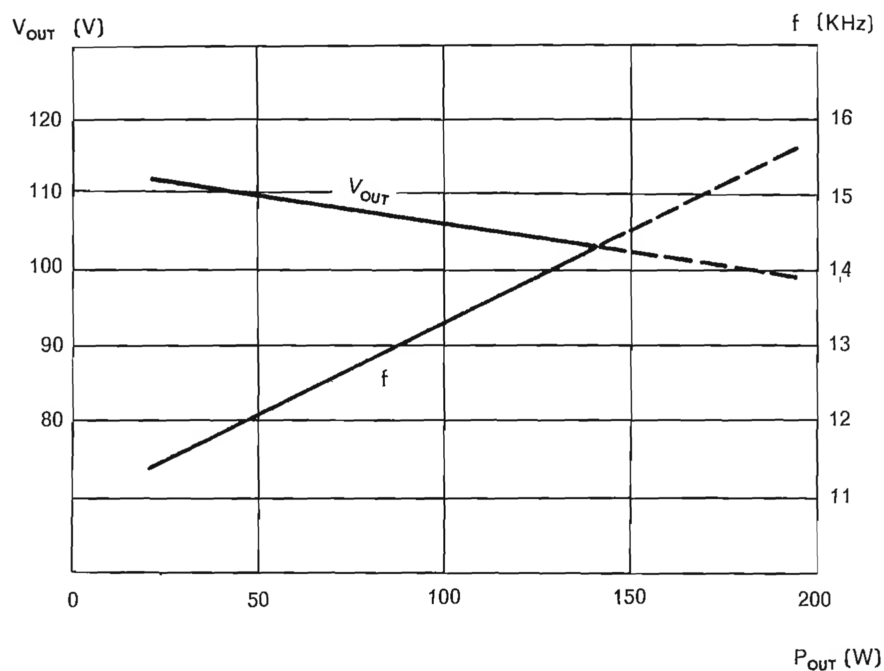


Fig. 19.5.2 - Andamento della frequenza e della tensione di uscita

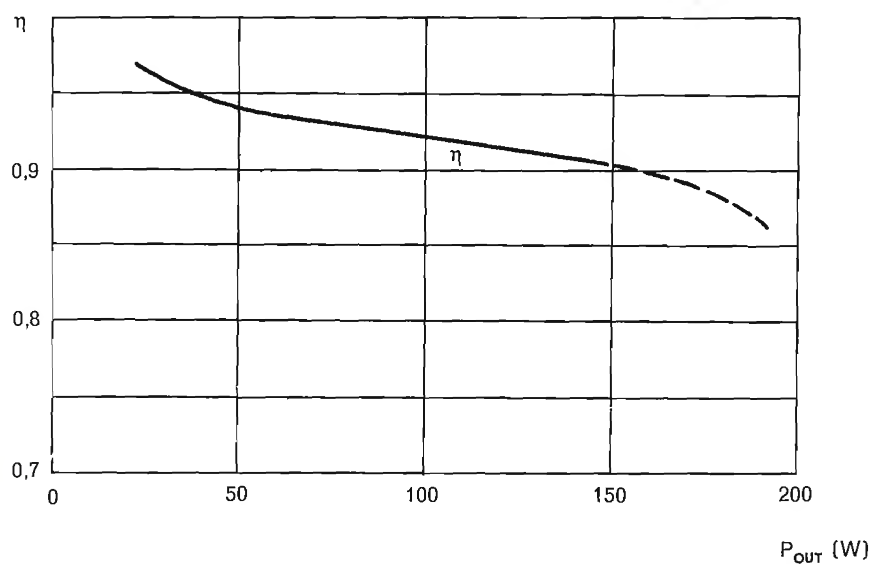


Fig. 19.5.3 - Rendimento del circuito di Fig. 19.5.1